



การพัฒนางจรรกำหนดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ

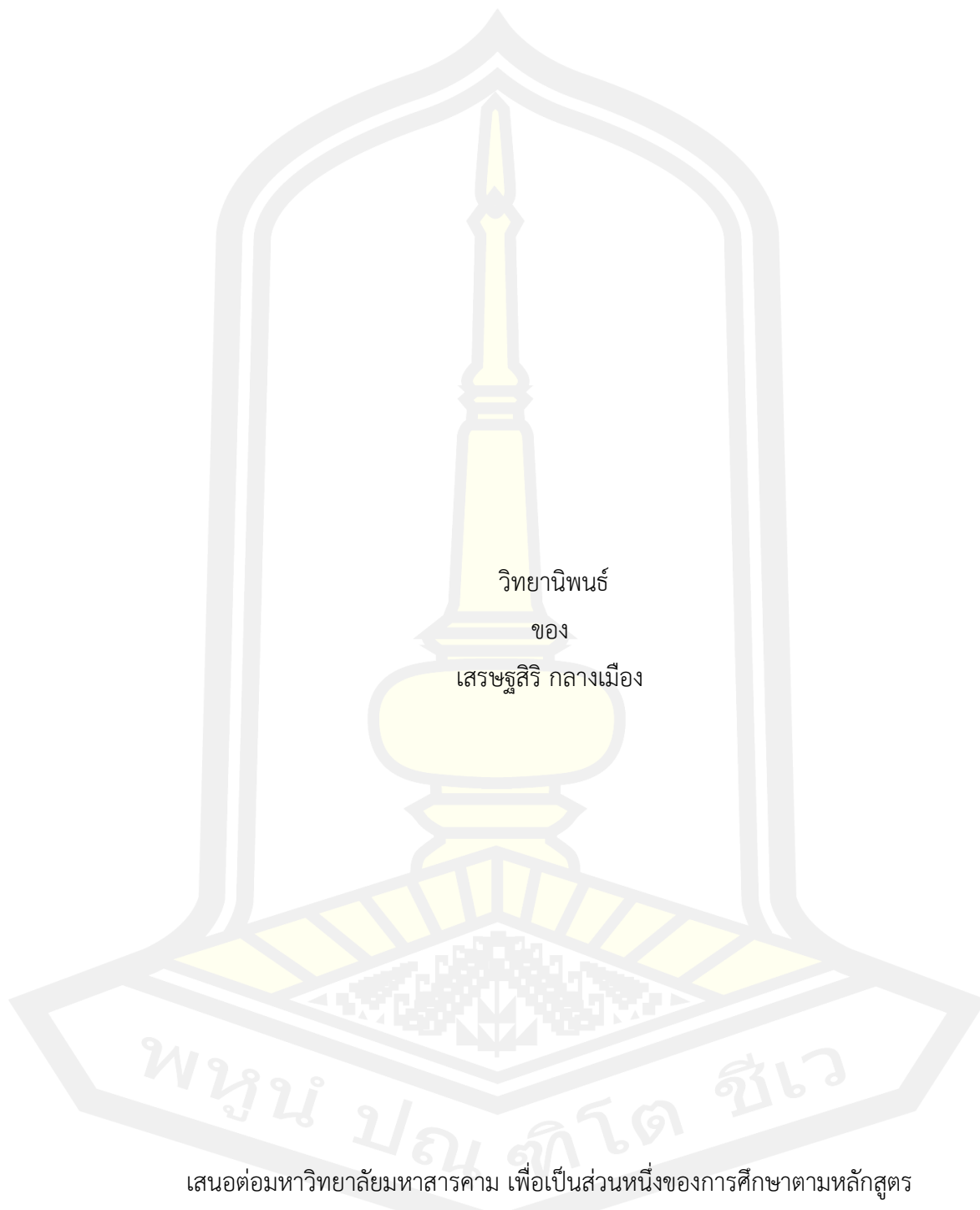
วิทยานิพนธ์  
ของ  
เสรัชฐสิริ กลางเมือง

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

กรกฎาคม 2565

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

การพัฒนางจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปรีโอ

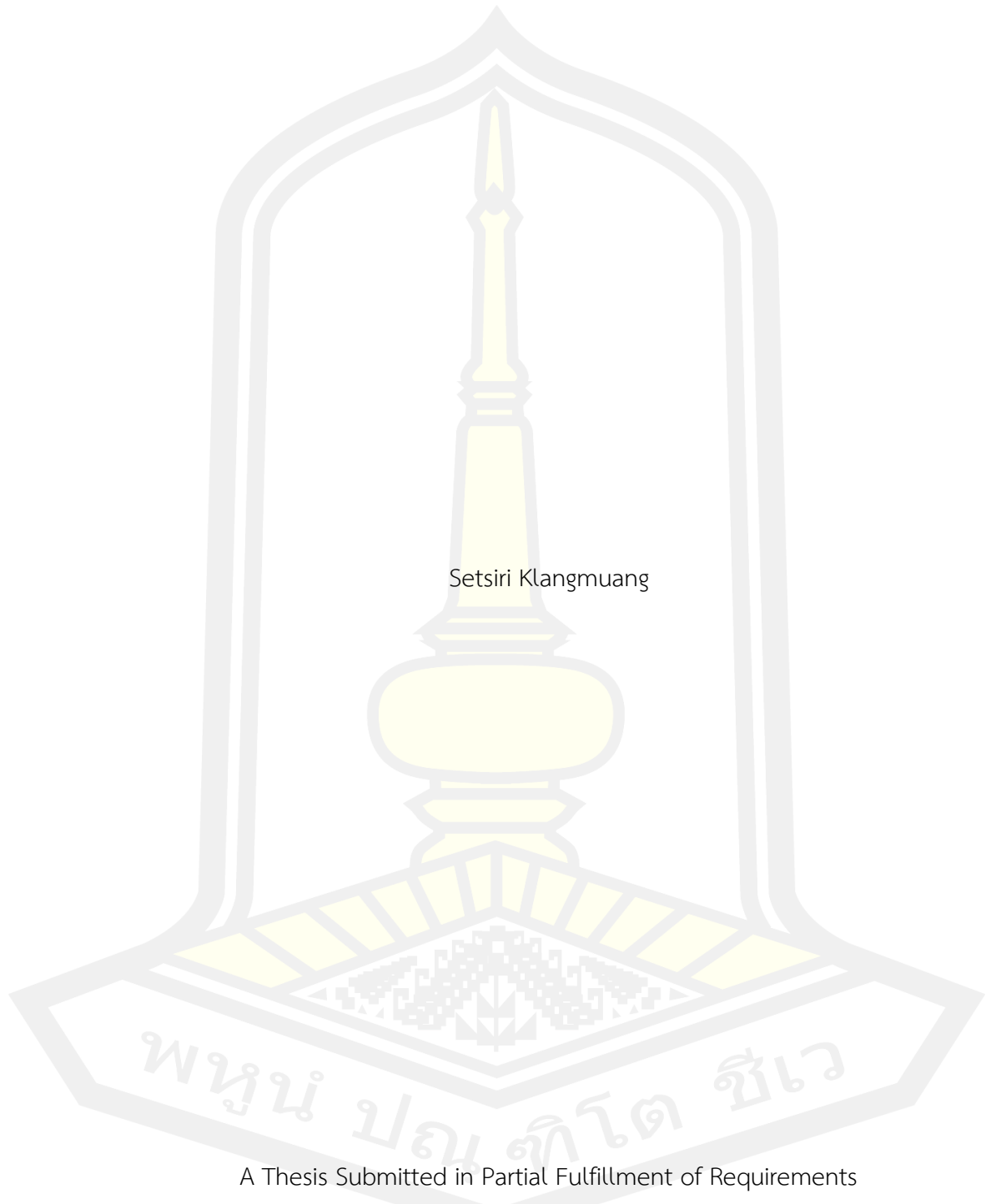


เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

กรกฎาคม 2565

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

Development of LC Oscillator with caprio technique



Setsiri Klangmuang

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of Requirements  
for Doctor of Philosophy (Electrical and Computer Engineering)

July 2022

Copyright of Maharakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายเสรษฐสิริ กลางเมือง  
แล้วเห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา  
วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

(รศ. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร )

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(รศ. ดร. วรวัฒน์ เสี่ยงมวิบูล )

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. สุพรรณนิกา วัฒนนะ )

.....กรรมการ

(อ. ดร. บัญชา วัฒนนะ )

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์ )

มหาวิทยาลัยขอนแก่นให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัย  
มหาสารคาม

.....  
(รศ. ดร. เกียรติศักดิ์ ศรีประทีป )

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

.....  
(รศ. ดร. กริสน์ ชัยมูล )

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ชื่อเรื่อง	การพัฒนาวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ		
ผู้วิจัย	เสรษฐสิริ กลางเมือง		
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล		
ปริญญา	ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต	สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม	ปีที่พิมพ์	2565

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อ (1) วิเคราะห์วงจร LC Oscillator (2) วิเคราะห์วงจร LC Oscillator ด้วยเทคนิคคาปริโอ (3) เปรียบเทียบวงจร LC Oscillator กับวงจรวงจร LC Oscillator ด้วยเทคนิคคาปริโอ ที่ค่อนข้างเรียบง่ายและได้สัดส่วนสมมาตรด้วยสัญญาณไซน์แบบ LC ด้วยเทคนิคคาปริโอ วงจรที่พัฒนาเป็นวงจรรวมทำหน้าที่เหมือนวงจรพื้นฐานสำหรับกำเนิดสัญญาณไซน์ ด้วยเทคนิคคาปริโอ ที่ได้จากการปรับปรุงวงจร ด้วยเทคนิคคาปริโอ ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์เหมาะสมที่สุดสำหรับการแก้ไขค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม วงจรที่เสนอเป็นแบบไม่ซับซ้อน เหมาะสมกับการใช้งานและการใช้งานเป็นอย่างมาก การทดสอบด้วยวงจรจริง แสดงให้เห็นว่า ค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) ลดลงจาก 2.716 % เป็น 1.898 % ค่าสูงสุดของความถี่มีค่าประมาณ 286.50 KHz ที่จำนวนขดลวด L3 เท่ากับ 5 รอบ โดยสอดคล้องกับการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีที่คาดการณ์ไว้

คำสำคัญ : วงจร LC Oscillator, แบบสมดุล, ค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม

พหุ น บณุ ทิโต ชีเว

<b>TITLE</b>	Development of LC Oscillator with caprio technique		
<b>AUTHOR</b>	Setsiri Klangmuang		
<b>ADVISORS</b>	Associate Professor Worawat Sa-Ngiamvibool , Ph.D.		
<b>DEGREE</b>	Doctor of Philosophy	<b>MAJOR</b>	Electrical and Computer Engineering
<b>UNIVERSITY</b>	Maharakham University	<b>YEAR</b>	2022

### ABSTRACT

The objectives of this thesis are to (1) analyze the LC Oscillator circuit, (2) analyze the LC Oscillator circuit by using caprio technique, and (3) compare the LC Oscillator circuit with the LC Oscillator circuit by using the caprio technique. A relatively simple and symmetrical sinusoidal LC signal due to the caprio technique. The circuit developed as a circuit board acts as a basic circuit for a sine wave signal generator. with the caprio technique obtained from the improved circuit with the caprio technique This optimizes the parameters for the correction of total harmonic distortion.

The proposed circuit is simple. Suitable for use and extensive use. Real circuit tests show that total harmonic distortions (THD) went from 2.716% to 1.898%. The peak frequency was approximately 286.50 KHz at 5 turns of the L3 winding, which corresponds to the planned theoretical analysis. conceived.

Keyword : LC Oscillator, Caprio technique, Harmonic distortion

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างสูงยิ่งจากรองศาสตราจารย์ ดร.วรวัฒน์ เสี่ยงมวิบูล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก รศ.ดร.อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร ประธานกรรมการสอบ อาจารย์ ดร.บัญชา วัฒนะ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุพรรณิกา วัฒนะ และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์

ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ให้ความช่วยเหลือด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ให้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณ ดร. จักรพันธ์ ออบมา คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น ที่ให้ความช่วยเหลือเรื่องการเรียน การสอบทุก ๆ ครั้ง จนสำเร็จการศึกษา

ขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ ทั้งปริญญาเอกและปริญญาโทวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือเรื่องการเรียน การสอบทุก ๆ ครั้ง จนสำเร็จการศึกษา

สุดท้ายขอขอบคุณครอบครัว คุณพ่อ คุณแม่ที่ให้กำเนิด ที่ช่วยอบรมเลี้ยงดู ภรรยา บุตรชาย และบุตรสาวที่คอยให้กำลังใจ เพื่อให้การเรียนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

เสรษฐ์สิริ กลางเมือง

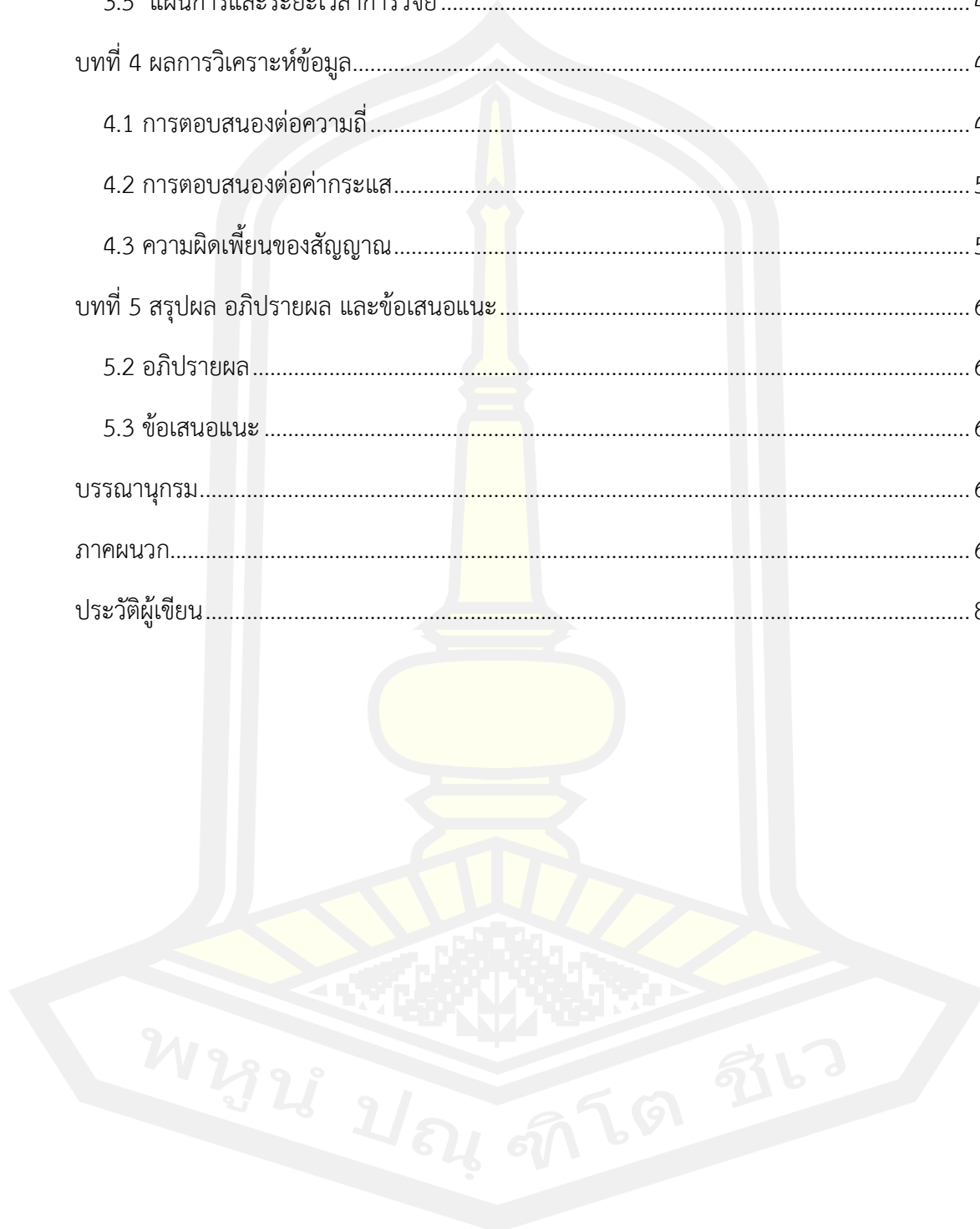
พหุบัณฑิต ชีวะ

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฌ
สารบัญภาพ.....	ญ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของการวิจัย.....	1
1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย.....	2
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	3
2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี.....	7
2.3 เทคนิคคาปริโอ.....	12
2.4 ฮาร์โมนิก.....	25
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	29
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	31
3.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	31
3.2 ทฤษฎีและการออกแบบ.....	33
3.3 วิธีการสร้างและการทดลอง.....	42



3.4 การเก็บรวบรวมและการวิเคราะห์ข้อมูล.....	47
3.5 แผนการและระยะเวลาการวิจัย.....	48
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์ข้อมูล.....	49
4.1 การตอบสนองต่อความถี่.....	49
4.2 การตอบสนองต่อค่ากระแส.....	56
4.3 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ.....	58
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	60
5.2 อภิปรายผล.....	60
5.3 ข้อเสนอแนะ.....	61
บรรณานุกรม.....	62
ภาคผนวก.....	67
ประวัติผู้เขียน.....	85



## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 การต่ออุปกรณ์ในวงจรกำเนิดสัญญาณแบบต่าง ๆ .....	8
ตารางที่ 2 ผลการวัดค่าความถี่ fr, THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี .....	44
ตารางที่ 3 ผลการวัดค่าความถี่ fr, THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ด้วยเทคนิคคาปรีโอ	46
ตารางที่ 4 แผนการดำเนินการเกี่ยวกับกิจกรรมและระยะเวลาทำการวิจัย .....	48
ตารางที่ 5 ผลการการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี.....	52
ตารางที่ 6 ผลการการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิค .....	55
ตารางที่ 7 ผลการการตอบสนองกระแสของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี .....	56
ตารางที่ 8 ผลการการตอบสนองกระแสของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคา	57
ตารางที่ 9 การเปรียบเทียบเส้นสเปคตรัมฮาร์โมนิกของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้เทคนิคคาปรีโอ	59

## สารบัญภาพ

หน้า

ภาพที่ 1 บล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ (สดุดี จินตปัญญา, 2550) ...	4
ภาพที่ 2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก (สดุดี จินตปัญญา, 2550) .....	4
ภาพที่ 3 ความหมายทางเกณฑ์ของบาร์คัสเซ่น (สดุดี จินตปัญญา, 2550).....	6
ภาพที่ 4 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณเชื่อมต่อแบบ 3 จุดของทรานซิสเตอร์ .....	8
ภาพที่ 5 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรกำเนิดสัญญาณ .....	10
ภาพที่ 6 วงจรกำเนิดสัญญาณฮาร์ตเลย์ชนิดเบสรวม .....	10
ภาพที่ 7 แสดงว่าวงจรกำเนิดสัญญาณคอลพิตต์แบบเบสรวม .....	11
ภาพที่ 8 วงจรขยายความต่างมีความต้านทานเชื่อมต่อที่ขาอีมีเตอร์ (Pan and Lawrence, 2007)...	13
ภาพที่ 9 วงจรคาปริโอควอด (Caprio's Quad) (H.-Y.M. Pan and E.L. Lawrence, 2011) .....	14
ภาพที่ 10 วงจรเทคนิคคาปริโอ (Caprio, 1973) .....	15
ภาพที่ 11 กราฟแสดงค่าการวัดกระแสเอาต์พุต ค่าความผิดเพี้ยนลำดับที่สาม และส่วนกลับลดทอนแรงดันอินพุต (Caprio, 1973).....	17
ภาพที่ 12 วงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่กับความต้านทานอีมีเตอร์.....	19
ภาพที่ 13 วงจรขยายความต่างปรับปรุงวงจรด้วยเทคนิคคาปริโอ (Pan and Lawrence, 2007).....	20
ภาพที่ 14 สัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์โมนิก.....	27
ภาพที่ 15 วงจรเทคนิคคาปริโอ (Caprio, 1973).....	29
ภาพที่ 16 วงจรขยายความแตกต่างขาอีมีเตอร์เชื่อมกับความต้านทานกับเทคนิคคาปริโอ .....	30
ภาพที่ 17 วงจรขยายแตกต่างกับเทคนิคคาปริโอพัฒนาเพิ่ม 1. RFH-CFH 2) Rin-Cin.....	30
ภาพที่ 18 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ แบบ LC.....	31
ภาพที่ 19 วงจร LC oscillator with capios' cross.....	32
ภาพที่ 20 ออสซิลโลสโคป DSOX3024T ยี่ห้อ Keysight วัดค่าความถี่, THD .....	33

ภาพที่ 21 พื้นฐานออสซิลเลเตอร์.....	33
ภาพที่ 22 วงจรป้อนกลับ Oscillator พื้นฐาน.....	34
ภาพที่ 23 วงจรออสซิลเลเตอร์พื้นฐาน LC.....	36
ภาพที่ 24 Damped Oscillations.....	37
ภาพที่ 25 ความถี่เรโซแนนซ์.....	38
ภาพที่ 26 วงจรออสซิลเลเตอร์ LC ของทรานซิสเตอร์ขั้นพื้นฐาน.....	40
ภาพที่ 27 วงจร LC oscillator.....	42
ภาพที่ 28 ออกแบบวงจรโดยโปรแกรม KiCad EDA.....	42
ภาพที่ 29 สร้างวงจรในโปรแกรม KiCad EDA.....	43
ภาพที่ 30 การออกแบบวงจรและสร้างวงจรทั้งหมด.....	43
ภาพที่ 31 ทำการวัดค่าความถี่ fr, THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี.....	44
ภาพที่ 32 วงจร LC oscillator ด้วยเทคนิคคาปรีโอ.....	44
ภาพที่ 33 ออกแบบวงจรโดยโปรแกรม KiCad EDA.....	45
ภาพที่ 34 สร้างวงจรในโปรแกรม KiCad EDA.....	45
ภาพที่ 35 การออกแบบวงจรและสร้างวงจรทั้งหมด.....	46
ภาพที่ 36 ทำการวัดค่าความถี่ fr, THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ด้วยเทคนิคคาปรีโอ.....	46
ภาพที่ 37 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี.....	49
ภาพที่ 38 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 5รอบ.....	50
ภาพที่ 39 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 7รอบ.....	50
ภาพที่ 40 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 10รอบ ..	50
ภาพที่ 41 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 15รอบ ..	51
ภาพที่ 42 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 17รอบ ..	51
ภาพที่ 43 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 20รอบ ..	51
ภาพที่ 44 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ..	52

ภาพที่ 45 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วยเทคนิคคาปรีโอ .....	53
ภาพที่ 46 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วยเทคนิคคาปรีโอจำนวนรอบค่า เหนี่ยวนำ L3= 5รอบ .....	53
ภาพที่ 47 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วยเทคนิคคาปรีโอจำนวนรอบค่า เหนี่ยวนำ L3= 7รอบ .....	53
ภาพที่ 48 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วยเทคนิคคาปรีโอจำนวนรอบค่า เหนี่ยวนำ L3= 10รอบ .....	54
ภาพที่ 49 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วยเทคนิคคาปรีโอ จำนวนรอบค่า เหนี่ยวนำ L3= 15รอบ .....	54
ภาพที่ 50 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วยเทคนิคคาปรีโอ จำนวนรอบค่า เหนี่ยวนำ L3= 17รอบ .....	54
ภาพที่ 51 ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วยเทคนิคคาปรีโอจำนวนรอบค่า เหนี่ยวนำ L3= 20รอบ .....	55
ภาพที่ 52 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของความถี่ของวงจรวจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริกด้วย เทคนิคคาปรีโอ .....	56
ภาพที่ 53 แสดงผลตอบสนองต่อค่ากระแสของวงจรวจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซิมเมตริก ได้ความ ค่ากระแส 2.98, 1.806, 1.294, 0.808, 0.719, 0.676 A ที่จำนวนขดลวด L3 5,7,10,15, 17, 20 ตามลำดับ .....	57
ภาพที่ 54 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรวจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ LC ด้วยเทคนิคคาปรี โอ ได้ความถี่ 2.098 , 1.273 , 0.967, 0.645 , 0.572 , 0.540 A ที่จำนวนขดลวด L3 เท่ากับ 5,7,10,15, 17, 20 รอบ ตามลำดับ .....	58
ภาพที่ 55 การเปรียบเทียบเส้นสเปคตรัมฮาร์โมนิกของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้เทคนิคคาปรีโอ. 59	

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาของการวิจัย

การออกแบบวงจรกรองความถี่ ได้รับความนิยมน่าสนใจในปัจจุบัน เช่น วงจร LC เป็นวงจรกรองแบบปรับความถี่ได้ ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) เชื่อมต่อกันได้ ประจุไฟฟ้าจะไหลไปมาระหว่างแผ่นตัวเก็บประจุกับตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นวงจรกรองปรับความถี่สามารถเก็บพลังงานไฟฟ้าที่จะสั้นที่ความถี่เรโซแนนซ์ ของ L และ C นั้น มีการสูญเสียเล็กน้อยในวงจรดังกล่าว แต่วงจรขยายสัญญาณสามารถชดเชยการสูญเสียเหล่านั้นได้และจ่ายพลังงานเอาต์พุตเป็นสัญญาณออกมา oscillators LC มักจะสร้างความถี่วิทยุ ใช้กับงานที่ต้องมีการปรับความถี่เช่นในเครื่องสร้างสัญญาณ, ในเครื่องส่งสัญญาณวิทยุและการปรับหาสถานีในเครื่องรับวิทยุ โดยทั่วไป วงจร LC จะ ได้แก่ Hartley, Colpitts and Clapp จากการศึกษาพบว่าได้มีผู้วิจัยและนำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่แตกต่างกันไป เช่น (ถนอมศักดิ์ วงศ์มีแก้ว, 2559) ได้นำเสนอหลักการในการออกแบบวงจรอินทิเกรเตอร์ปรับกระแสได้สมดุลด้วยเทคนิคคาปริโอ โอ ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์เหมาะสมที่สุดสำหรับการแก้ไขความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (อดิศร ลีลาสันติธรรม, 2550) ได้ศึกษาวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์โดยใช้เทคโนโลยี CMOS ย่านความถี่สูงกำลังไฟฟ้าต่ำแบบวงจรสะท้อนกระแสอันดับสองพบว่าค่าคงที่ของเวลา (Time Constant) ในวงจรสะท้อนกระแส คือค่าเก็บประจุภายในและค่าความนำ (Trans Conductance) ของทรานซิสเตอร์แบบ NMOS และค่าความต้านทานแบบลบ RN เกิดจากภาระทางไฟฟ้าที่เป็นความต้านทาน (Load Resistor RL) ของวงจรกระแส และวงจรใช้ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ต่อมาจากภายในวงจร (สมชาย ศรีสกุลแก้ว, 2552) ได้ศึกษาวิเคราะห์วงจรกิจกำเนิดสัญญาณไซน์อย่างง่ายโดยใช้ CCCDTA ซึ่งสามารถควบคุมเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณ และการกำเนิดความถี่ได้ด้วยวงจรกิจอิเล็กทรอนิกส์และเป็นอิสระจากกันโดยกระแสไบแอสวงจรที่นำเสนอไม่ยุ่งยากซับซ้อนซึ่งประกอบด้วย CCCDTA เพียง 1 ตัว ต่อร่วมกับวงจรแรงดันกันชน 1 ตัว และตัวเก็บประจุต่อลงกราวด์โดยปราศจากตัวต้านทานภายนอก

วิทยานิพนธ์นี้แนะนำให้ใช้เทคนิคคาปริโอ สำหรับวงจร LC Oscillator จากการศึกษาเทคนิคคาปริโอ (Caprio, 1973) พบว่ามีความเป็นเชิงเส้นสูงและสามารถลดทอนผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกและขจัดฮาร์โมนิกลำดับคู่ออกจากวงจร มาพัฒนากับวงจร LC Oscillator ที่ผ่านการสังเคราะห์ วิเคราะห์ และเปรียบเทียบกับวงจรจริงในการทดลอง.

## 1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย

- 1.2.1 วิเคราะห์วงจร LC Oscillator
- 1.2.2 วิเคราะห์วงจร LC Oscillator ด้วยเทคนิคคาปริโอ
- 1.2.3 เปรียบเทียบวงจร LC Oscillator กับวงจร LC Oscillator ด้วยเทคนิคคาปริโอ

## 1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.3.1 ได้วงจร LC Oscillator โดยใช้เทคนิคคาปริโอ
- 1.3.2 ได้หลักการทำงานวงจร LC Oscillator โดยใช้เทคนิคคาปริโอ จากการทดลองวงจรจริง
- 1.3.3 ได้ วงจร LC Oscillator โดยใช้เทคนิคคาปริโอ ที่ดีขึ้นเปรียบเทียบกับวงจร LC Oscillator

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 ทำการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของวงจรแล้วนำมาเปรียบเทียบผลการทดลองจากวงจรจริง
- 1.4.2 นำผลการทดลองมาวิเคราะห์สรุปผลการทดลองการทำงานเพื่อได้คุณสมบัติของวงจรและนำไปประยุกต์ใช้งาน

## บทที่ 2

### เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับ การวิจัยและพัฒนาการใช้เทคนิคคาปริโอสำหรับ วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสมมูลปรับด้วยกระแส ดังนั้น ในบทนี้อธิบายหลักการทำงานและงานวิจัย ที่เกี่ยวข้อง ซึ่งมีหัวข้อต่าง ๆ ดังนี้

- 2.1 หลักการของวงจรกำเนิดสัญญาณ
- 2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี
- 2.3 เทคนิคคาปริโอ
- 2.4 ฮาร์โมนิก
- 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์

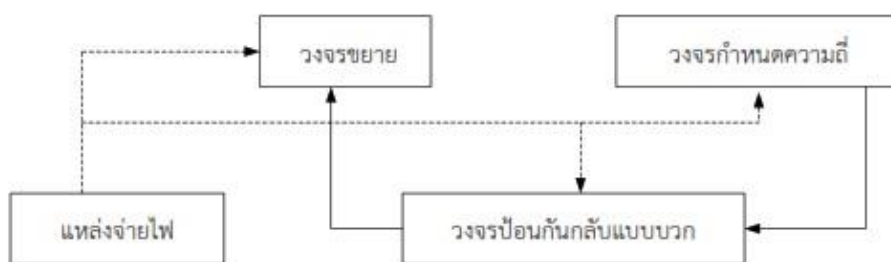
วงจรออสซิลเลเตอร์ หมายถึง วงจรที่ทำหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณกระแสสลับไซน์ ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตตส์, แบบฮาร์ทเลย์, แบบคริสตัล, แบบแคลป์ และวงจรแบบใช้แรงดันควบคุมความถี่ เป็นต้น ซึ่งในที่นี่จะกล่าวถึงหลักการเกี่ยวกับ วงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณไซน์ แบบแอลซีซึ่งเป็นเรื่องเกี่ยวเนื่องอยู่กับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่จะ นำเสนออยู่ในงานวิจัยฉบับนี้เท่านั้น โดยหลักการกำเนิดสัญญาณ (สตูดิ จินตปัญญา, 2550) ได้ อธิบายไว้ดังนี้

##### 2.1.1 องค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ

องค์ประกอบหลักที่สำคัญของวงจรกำเนิดสัญญาณที่จำเป็นนั้น สามารถแยกได้ ดังนี้ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy Source) ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟ แบตเตอรี่ โดยในงานวิจัยฉบับนี้จะใช้ แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีศักดาคงที่ เพื่อใช้เลี้ยงไฟให้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรวงจรถูกกำเนิด ความถี่ (Frequency-Determining Circuit) ในการกำเนิดสัญญาณวงจรถูกกำเนิดความถี่นี้จะป็นวงจร ที่สามารถใช้เลือกความถี่ได้ ในลักษณะที่เป็นวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่าน ซึ่งอาจจะได้แก่ วงจร จูนแบบ LC, วงจรจูนแบบ RC หรือแบบคริสตัล เป็นต้นวงจรขยาย (Amplifier circuit) เป็นวงจร ประเภทแอกทิฟซึ่งอาจจะป็นวงจรขยายแบบ ทรานซิสเตอร์ แบบเฟต หรือวงจรขยายที่อยู่ในรูปของ ไอซีอย่างใดอย่างหนึ่งก็ได้ ซึ่งจะทำหน้าที่การกำเนิดของสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่ สูญเสียไปภายในวงจรถูกกำเนิดสัญญาณให้มีค่าคงตัวอยู่เช่นเดิมโดยอัตโนมัติ



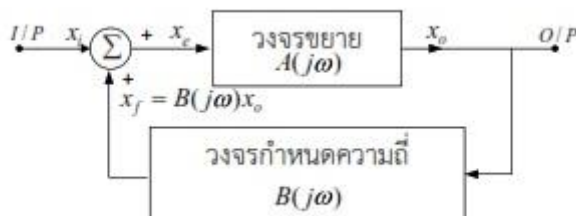
วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback circuit) เป็นวงจรที่จะนำสัญญาณจากทางด้านขาออกของวงจรกำเนิดสัญญาณกลับไปยังด้านขาของวงจร โดยสัญญาณทางด้านขาออกที่ป้อนกลับไปสู่ด้านเข้าของวงจรมันจะต้องจัดให้มีเฟส ตรงกับเฟสของวงจรทางด้านขาเข้าทั้งนี้ก็เพื่อทำให้เกิดการเสริมสัญญาณกันขึ้นเพื่อจะทำให้สัญญาณคงตัวอยู่ได้ซึ่งองค์ประกอบทั้ง 4 ข้อ จัดประกอบกันได้ดังไดอะแกรมในภาพที่ 1



ภาพที่ 1 บล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ (สตุดี จินตปัญญา, 2550)

### 2.1.2 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร

วงจรกำเนิดสัญญาณนั้นจัดเป็นโครงข่ายแบบป้อนกลับแบบหนึ่ง ซึ่งมีการป้อนกลับแบบบวก สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมองค์ประกอบการไหลวนของสัญญาณได้ดังภาพที่ 2



ภาพที่ 2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก (สตุดี จินตปัญญา, 2550)

สัญลักษณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรเป็นดังต่อไปนี้

$X_i$  คือ สัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจร

$X_o$  คือ สัญญาณทางด้านขาออกของวงจร

$X_e$  คือ สัญญาณผลรวมระหว่าง  $X_i$  และ  $X_f$  มีค่าเท่ากับ  $X_i + X_f$

$X_f$  คือ สัญญาณป้อนกลับ

$A(j\omega)$  คือ ค่าเกนของวงจรขยาย

$B(j\omega)$  คือ ค่าเกนของวงจรกำหนดความถี่

จะได้ว่า

$$X_e = X_i + X_f \quad (2.1)$$

เมื่อ  $X_f = B(j\omega)X_o \quad (2.2)$

และ  $X_o = A(j\omega)X_e \quad (2.3)$

เมื่อแทนค่าสมการที่ 2.2 และ 2.3 ลงใน 2.1 ตามลำดับและเมื่อปรับรูปสมการใหม่ จะได้

$$\frac{X_o}{X_i} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (2.4)$$

ในการกำหนดสัญญาณนั้น จะต้องสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้โดยที่ไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้าซึ่งมีเงื่อนไขดังกล่าว จะเป็นจริงได้ก็คือค่าเกนขยายมีค่าเป็นอนันต์ (Infinity) นั่นคือ ค่าส่วนของสมการที่ 2.4 จะต้องมีค่าเป็นศูนย์ กล่าวคือ

$$1 - A(j\omega)B(j\omega) = 0 \quad (2.5)$$

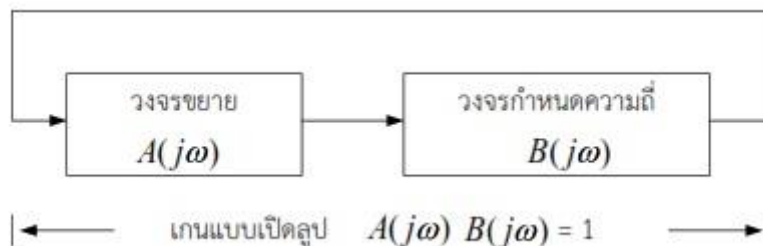
โดยเมื่อเงื่อนไขตามสมการที่ 2.5 เกิดขึ้น ณ ตำแหน่งความถี่ค่าหนึ่ง (สมมติว่าเป็นที่ความถี่  $\omega_o$ ) ก็แสดงว่าจะเกิดการให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่นั้นขึ้น เกณฑ์การตรวจสอบที่สำคัญที่เป็นรู้จักกันดี คือ เกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhusen Criterion) ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่สำคัญที่รู้จักกันดีในการออกแบบสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ เกณฑ์ดังกล่าว สรุปได้ดังนี้ “วงจรกำเนิดสัญญาณที่จะสามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้นจะต้องมีเกนแบบเปิดลูป (Open-Loop Gain) เป็นค่าจริงเท่ากับหนึ่ง” นั่นคือ จะได้เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณแยกเป็นสองเงื่อนไขที่จะต้องเกิดพร้อมกันคือ

$$[A(j\omega_o)B(j\omega_o)] = 1 \quad (2.6)$$

และมีค่าเฟส  $\arctan \{A(j\omega_o)B(j\omega_o)\} = 0$  หรือ ( $n =$  เลขจำนวนเต็ม)

ซึ่งในการรักษาค่าเกนแบบเปิดลูปของวงจรให้มีค่าเท่ากับหนึ่งนั้น ก็เพื่อเป็นการรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงที่อยู่ตลอดไปนั่นเอง ความหมายของเงื่อนไขบาร์คฮูเซน โดยการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้เกนแบบปิดลูป (Closed loop Gain) ของวงจรมีค่ามากขึ้นและถ้าเกนแบบเปิดลูปของวงจรมีค่าเป็นหนึ่งก็จะทำให้เกนแบบปิดลูปของ วงจรค่าเป็นอนันต์ซึ่งจะเห็นได้โดยการแทนสมการที่ 2.6 ลงในสมการ 2.1 คือ

$$\frac{X_o}{X_i} = \frac{A(j\omega)}{1-1} = \infty \quad (2.7)$$



ภาพที่ 3 ความหมายทางเกณฑ์ของบาร์คูลูเซ่น (สตูดิ จินตปัญญา, 2550)

สมการที่ 2.7 แสดงให้เห็นว่า เมื่อเกนแบบเปิดลูปของวงจรมีค่าเท่ากับหนึ่งจะทำให้เกนแบบปิดลูปของ วงจรมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งหมายความว่าแม้ไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้า ( $X_i = 0$ ) วงจรนี้ก็อาจสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้คือวงจรจะสามารถให้กำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้ นั่นเอง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ววงจรดังกล่าวจะอาศัยสัญญาณรบกวน (Noise Signal) เป็นสัญญาณเริ่มต้นทางด้านขาเข้าให้กับวงจรซึ่งสัญญาณรบกวนนี้อาจจะมาจากแหล่งกำเนิดใด ๆ ก็ได้ เช่นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมาจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเอง เป็นต้น

อย่างไรก็ตามเพื่อพิจารณากันโดยธรรมชาติแล้วนั้น วงจรกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไปนั้นจะเป็นวงจรประเภทไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear circuit) หากแต่การวิเคราะห์ห้วงวงจรมันได้ใช้หลักการวิเคราะห์แบบเป็นเชิงเส้นดังกล่าวข้างต้น ดังนั้นเงื่อนไขที่ได้จึงสามารถที่จะกำหนดได้แต่เพียงความถี่ของสัญญาณเท่านั้นแต่จะไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นได้ดังจะเห็นได้จากเกณฑ์การตรวจสอบของบาร์คูลูเซ่นที่กล่าวไว้นั้นแสดงแต่เพียงว่า ณ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเฟสของสัญญาณเท่ากับ  $2n\pi$  ( $n$  เป็นเลขจำนวนเต็ม) สำหรับการควบคุมขนาดของสัญญาณที่ถูกกำเนิดขึ้นมานั้นที่นิยมใช้กันมีอยู่ 2 วิธีคือทำได้โดยการเพิ่มวงจรในส่วนที่จะทำหน้าที่รักษาระดับสัญญาณใช้หลักการของการจำกัดขนาดตัวเอง (Self-limiting) ของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ (Transistor) ในขณะที่เริ่มต้นเมื่อสัญญาณมีค่าต่ำ ทรานซิสเตอร์จะมีค่าเกนสูง ทำให้ค่าลูปเกนของวงจรมีค่ามากกว่า 1 ณ ตำแหน่งความถี่ที่มีค่าเฟสเท่ากับ  $2n\pi$  แต่เมื่อขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นจะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มอิ่มตัว (Saturate) ทำให้ทรานซิสเตอร์มีเกนลดลงซึ่งจะทำให้ลูปเกนของวงจรจะลดลงจนกระทั่งทำให้สัญญาณมีขนาดที่คงที่ได้ในที่สุด

#### หลักการทํางานของวงจรถ้าหนดสัญญาณ

การทํางานของวงจรถ้าหนดสัญญาณนั้นอาจสามารถแบ่งได้เป็น 3 สภาวะ คือสภาวะเริ่มต้น การทํางานของวงจร (First Turn-On) สภาวะเริ่มต้นการทํางานของวงจรจะเกิดขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังงานให้แก่วงจร ซึ่งการจ่ายกำลังงานจากแหล่งพลังงานภายนอกให้แก่วงจรอย่างทันทีทันใดนี้ จะทำให้

เกิดสภาวะเปลี่ยนย้าย (Transition) ขึ้นทำให้มีสเปกตรัมของสัญญาณเกิดกระจายขึ้นอย่างมากมา อย่างไรก็ตามก็เนื่องจากวงจรกำเนิดสัญญาณนั้นจะมีวงจรถูกกำหนดความถี่อยู่ภายใน ดังนั้นจึงมีความถี่เพียงความถี่เดียวเท่านั้นที่โดดเด่นและจะถูกเลือกให้ถูกป้อนย้อนกลับในกระบวนการป้อนกลับ ทำให้เกิดการพิกัดเป็นความถี่ของสัญญาณที่จะปรากฏเป็นสัญญาณขาออกของวงจรสภาวะการสร้างสัญญาณ (Signal Build Up) เมื่อความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นถูกกำหนดความถี่โดยวงจรถูกกำหนดความถี่แล้ว สัญญาณทางด้านขาออกจะถูกนำกลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร ซึ่งสัญญาณจะถูกจัดโดยวงจรให้มีเฟสตรงกันเพื่อเป็นการเสริมสัญญาณให้มีกำลังมากยิ่งขึ้นสภาวะรักษาการสร้างสัญญาณ (Sustained Oscillation) การรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงอยู่นั้นจะเป็นไปตามเงื่อนไขของบาร์คคู เช่น คือ ผลคูณค่าเกนของวงจรขยาย และวงจรป้อนกลับจะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่งในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติค่าเกนรวมของระบบจะต้องมีค่ามากกว่าหนึ่งเล็กน้อยในสถานะเริ่มแรก ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการชดเชยการลดทอนสัญญาณที่อาจจะเกิดขึ้นได้ในวงจรและจะใช้ลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรที่เกิดขึ้น เมื่อสัญญาณมีค่ามาก มาเป็นตัวรักษาอุปเกนให้เท่ากับหนึ่งเพื่อเป็นตัวมาจำกัดขนาดของสัญญาณที่ได้ออกมา

## 2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี

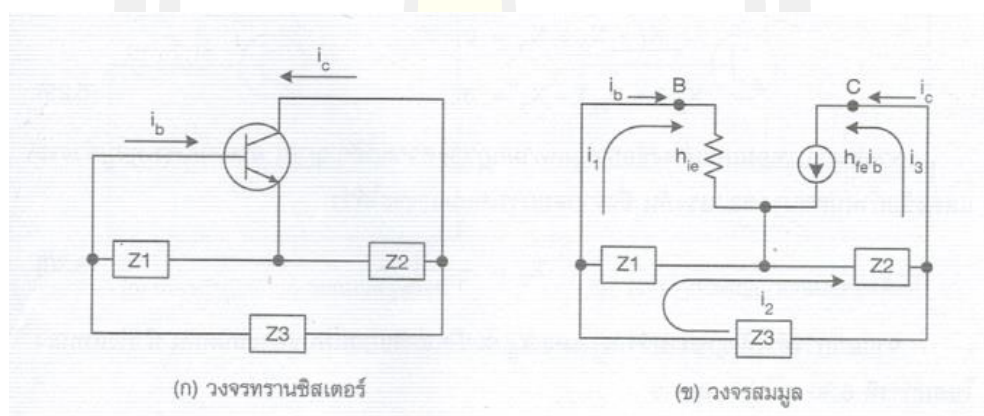
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบใช้ LC จัดเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณย่านความถี่คลื่นวิทยุ ซึ่งเรียกว่า วงจรจูน (Tuned Oscillator Circuit) เป็นแนวทางในการออกแบบวงจรประเภทนี้ ใช้หลักการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบ RC มีความแตกต่างในส่วนของวงจรป้อนกลับใช้อุปกรณ์ LC เรียกว่า วงจร LC หรือวงจรแทงก์ (Tank) ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวกรองสัญญาณให้ผ่านเฉพาะความถี่ ที่ต้องการและกั้นความถี่ที่ไม่ต้องการออกจากเอาต์พุต โครงสร้างพื้นฐานของวงจรจูนสามารถ กำเนิดสัญญาณ ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบเชื่อมต่อ 3 จุด ที่มีการป้อนกลับด้วยอุปกรณ์ 3 ตัว เรียกว่าวงจรกำเนิดสัญญาณแบบเชื่อมต่อ 3 จุด โดยแบ่งตามคุณลักษณะการต่อวงจร ดังนี้ วงจรแบบฮาร์ตเลย์ (Hartley Oscillator) แบบคอลพิตต์ (Colpitts Oscillator) และวงจรจูนเนอร์อินพุต - จูนเนอร์เอาต์พุต (Tuned Input – Tuned Output Oscillator) อุปกรณ์ LC ที่ใช้ใน แต่ละจุด สามารถเปรียบเทียบได้ดังแสดงในตารางที่ 1

ตารางที่ 1 การต่ออุปกรณ์ในวงจรกำเนิดสัญญาณแบบต่าง ๆ

แบบวงจรกิจกำเนิดสัญญาณ	องค์ประกอบรีแอคแตนซ์		
	X1	X2	X3
วงจรแบบคอลพิตต์	C	C	L
วงจรแบบฮาร์ตเลย์	L	L	C
วงจรจูนเนอร์อินพุต-จูนเนอร์เอาต์พุต	LC	LC	-

### 2.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบเชื่อมต่อ 3 จุดของทรานซิสเตอร์

จากโครงพื้นฐาน นำมาใช้กับวงจรรขยายสัญญาณเป็นอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ที่ ต่อป้อนกลับแบบ LC ทั้ง 3 จุด ดังแสดงในภาพที่ 4 (ก) และเขียนวงจรสมมูลได้ดังแสดงในภาพที่ 2.4 (ข) ต่อจากนั้นพิจารณาความสัมพันธ์ของวงจรกิจกำเนิดสัญญาณได้ ดังนี้



ภาพที่ 4 แสดงวงจรกิจกำเนิดสัญญาณเชื่อมต่อแบบ 3 จุดของทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.4 (ก) เมื่อกำหนดทิศทางการไหลของกระแสตามรูปจะได้ว่า

$$(h_{fe} + Z_1)i_1 - Z_1i_2 = 0 \quad (2.8)$$

$$-Z_1i_2 + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 + Z_2i_3 = 0 \quad (2.9)$$

เนื่องจากกระแส  $i_1 = i_h$ ,  $i_3 = i_c = h_{fe} i_h$  แทนลงในสมการจะได้

$$(h_{fe} + Z_1)i_1 - Z_1i_2 = 0 \quad (2.10)$$

$$(h_{fe} + Z_2 - Z_1)i_h + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 = 0 \quad (2.11)$$

จากสมการ จะได้คำตอบก็ต่อเมื่อ  $i_b \neq 0$  และ  $i_2 = 0$  ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ดีเทอร์มิแนนต์  $\Delta$  จะต้องเป็น  $\Delta = 0$  นั่นคือ

$$\Delta = (h_{fe} + Z_1)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1(h_{fe} + Z_2 - Z_1) \quad (2.12)$$

$$h_{fe}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1(Z_2(1 + h_{fe}) + Z_2) = 0 \quad (2.13)$$

ถ้าหากค่า  $Z_1, Z_2$  และ  $Z_3$  เป็นค่ารีแอกแตนซ์ (Reactance) จริงๆ แล้ว  $jX_1, jX_2$  และ  $jX_3$  แทนลงในสมการที่ (2.13) จะได้ดังสมการ

$$j h_{FE}(Z_1 + Z_2 + Z_3) - X_1 X_2(1 + h_{FE}) - X_1 X_2 = 0 \quad (2.14)$$

และจำนวนเชิงซ้อน และจำนวนจริงตามสมการทำให้ได้ว่า

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (2.15)$$

$$X_2(1 + h_{FE}) + X_3 = 0 \quad (2.16)$$

จากสมการเทอมบนแสดงข้อกำหนดตามกฎของความถี่สัญญาณ ส่วนสมการเทอมล่างจะแสดงข้อกำหนดขนาดของแรงดัน ซึ่งจากสมการเทอมล่างจะได้ว่า

$$X_2 = \frac{X_3}{1 + h_{FE}} \quad (2.17)$$

จากสมการทำให้เราทราบว่า  $X_2$  และ  $X_3$  จะเป็นค่ารีแอกแตนซ์ต่างชนิดกัน นำค่าแทนลงในสมการที่ 2.17 จะได้ดังสมการ

$$X_1 = -\frac{h_{FE} X_3}{1 + h_{FE}} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.18) แสดงให้เห็นว่าค่ารีแอกแตนซ์  $X_1$  และ  $X_3$  จะเป็นค่ารีแอกแตนซ์ต่างชนิดกัน และจากสมการที่ (2.17) และ (2.18) จะได้ว่า

$$h_{FE} = \frac{X_1}{X_2} \quad (2.19)$$

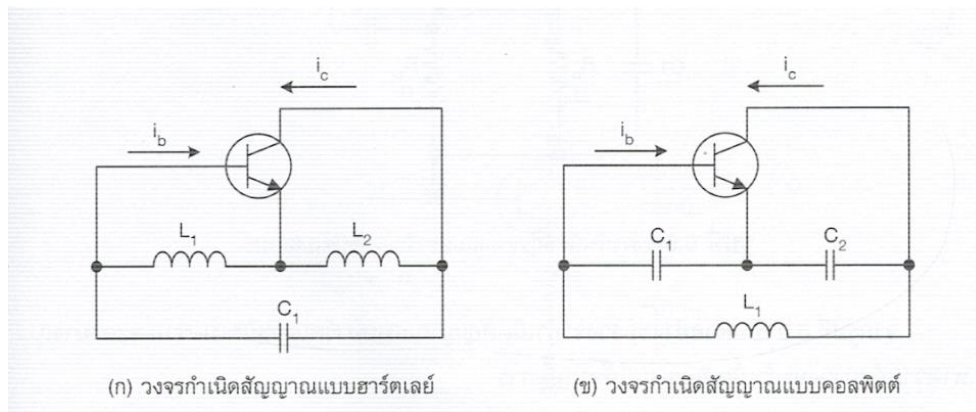
ผลจากสมการเหล่านี้สรุปได้ว่าค่ารีแอกแตนซ์ของ  $X_1$  และ  $X_2$  จะต้องเป็นคนละชนิดกับ  $X_3$  ค่ารีแอกแตนซ์ต่างๆ ควรจะเป็นไปตามข้อกำหนดดังนี้

$$|X_2| < |X_3|, |X_1| < |X_3|$$

$h_{FE}$  ควรจะมีค่าเป็น  $h_{FE} = \frac{X_1}{X_2}$  ค่า  $h_{FE}$  จากข้อที่ 3 จะเป็นค่าวงจรกำเนิดสัญญาณอิมิตัว

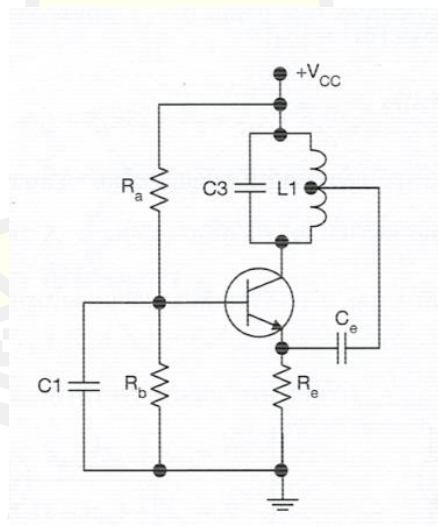
ถ้าในกรณีของการเพิ่มอัตราขยาย จะเกิดการแกว่งของสัญญาณโดยค่า  $h_{FE}$  ควรเป็น  $h_{FE} > \frac{X_1}{X_2}$

จากข้อกำหนดข้อที่ 1 และ 2 จะได้ว่าวงจรมีพื้นฐานดังแสดงในภาพที่ 5



ภาพที่ 5 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรกิจจรกำเนิดสัญญาณ

ในวงจรกิจจรกำเนิดสัญญาณแบบฮาร์ตลีย์ (Hartley) ใช้ตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  และ  $L_2$  มักจะประกอบรวมกันเป็นตัวเหนี่ยวนำเดี่ยวแบบแยกแทป  $L_1$  และ  $L_2$  ออกจากกัน การกระทำในลักษณะแทปเกิดค่าความเหนี่ยวนำแบบมีขวล (Mutual) เพิ่มขึ้นในวงจรและค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากข้อกำหนดของความถี่สัญญาณที่ความถี่ต่ำ แต่อัตราส่วนของค่าอิมพีแดนซ์ด้านสัญญาณอินพุตของทรานซิสเตอร์  $h_{ie}$  ของด้านเบสกับค่าอิมพีแดนซ์ด้านสัญญาณเอาต์พุตของ  $1/h_{oe}$  ของด้านคอลเลกเตอร์จะมีค่าประมาณ 10-30 เท่า ดังนั้น ค่า  $X_2$  กำหนดค่ามากกว่า  $X_1$  ประมาณ 10-30 เท่าเสมอ ( $L_2/L_1 = C_1/C_2$  ประมาณ 10-30 เท่า) เพื่อทำให้เกิดวงจรกิจจรกำเนิดสัญญาณสูงสุด



ภาพที่ 6 วงจรกิจจรกำเนิดสัญญาณฮาร์ตลีย์ชนิดเบสร่วม

จากภาพที่ 6 เป็นตัวอย่างของวงจรกิจจรกำเนิดสัญญาณแบบฮาร์ตลีย์ชนิดเบสร่วม จะสามารถหาความถี่ของวงจรกิจจรกำเนิดสัญญาณได้จากสมการ

$$j\omega L_1 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_3} = 0 \quad (2.20)$$

ฉะนั้นความถี่วงจรถูกหักล้างสัญญาณ  $f_0$  จะมีค่าเป็น

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C_3}} \quad (2.21)$$

เมื่อ M มีค่าคงที่  $f_0$  จะเป็น

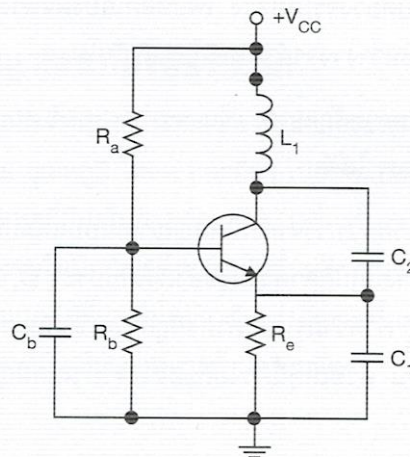
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)2MC_3}} \quad (2.22)$$

ตัวอย่างของวงจรถูกหักล้างสัญญาณแบบคอลพิทต์ชนิดเบสร่วม ดังแสดงในภาพที่ 7 ความถี่ที่วงจรถูกหักล้างสัญญาณ  $f_0$  จะหาได้คล้ายกับวงจรถูกหักล้างสัญญาณแบบฮาร์ทเลย์ โดยอาศัยจากสมการจะได้ว่า

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_3 = 0 \quad (2.23)$$

ดังนั้น

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3(C_1 C_2 / C_1 + C_2)}} \quad (2.24)$$



ภาพที่ 7 แสดงว่าวงจรถูกหักล้างสัญญาณคอลพิทต์แบบเบสร่วม

## 2.2.2 การเบี่ยงเบนความถี่ของวงจรถูกหักล้างสัญญาณแบบ LC

สาเหตุการเบี่ยงเบนความถี่ของวงจรถูกหักล้างสัญญาณแบบ LC สามารถแบ่งออกได้

ดังนี้



\*การเปลี่ยนแปลงของวงจรรขยายสัญญาณ สาเหตุจากแหล่งจ่ายไฟไม่มีประสิทธิภาพ วิธีการแก้ไขแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรต้องมีเสถียรภาพดี วงจรควรมีการเปลี่ยนแปลงค่าต่ออณูมิต่ำที่สุด เช่น สร้างการชดเชยผลของอณูมิต่ำ หรืออาจจะต่อตัวเก็บประจุ  $C_3(C_3) < (C_2)$  อนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ  $L_3$

\* การเปลี่ยนค่า  $L$  และ  $C$  ในวงจรกำเนิดสัญญาณจะส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำและค่าความจุต้านอิเล็กทรอนิกส์ที่ของตั้งเก็บประจุจะมีผลต่อความถี่ของการแกว่งของสัญญาณ ของวงจรโดยตรง ดังนั้นตัวเก็บประจุ มีผลต่อความถี่ของการแกว่งของสัญญาณของวงจรโดยตรง ดังนั้นตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำได้รับการป้องกันอณูมิต่ำและความชื้น พร้อมทั้งโครงสร้างของอุปกรณ์  $L$  และ  $C$  ที่นำมาใช้งานควรหลีกเลี่ยงจากการเคลื่อนไหวทางกล

\* เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลด ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณจะได้รับผลกระทบโดยการเปลี่ยนแปลงค่าความจุที่เกิดจากผลของมิลเลอร์ หรือในบางกรณี  $L$  หรือ  $C$  โหลด จะได้รับผลกระทบต่อวงจรโดยตรง เพื่อหลีกเลี่ยงผลต่าง ๆ เหล่านี้ ควรใช้วงจรรขยายสัญญาณกันชนระหว่างวงจรถูกกำเนิดสัญญาณกับโหลด

\* ควรเลือกใช้วงจรรขยายสัญญาณ เช่น ทรานซิสเตอร์ ออปแอมป์ และเฟดที่ให้ผลตอบสนองต่อความถี่สูงๆ ได้ดี

### 2.3 เทคนิคคาปริโอ

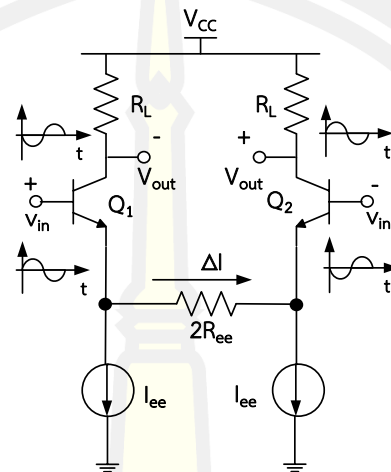
เทคนิคคาปริโอ (Caprio, 1973) คือ การพัฒนางจรโหมดกระแสให้มีความเป็นเชิงเส้นจากการปรับปรุงวงจรรขยายความต่างไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์คู่ให้มีความเป็นเชิงเส้นสูงขึ้น และเพิ่มทรานซิสเตอร์ต่อแบบไขว้เข้ากับวงจร ตามภาพประกอบ 2.14 วงจรคาปริโอ (Caprio's circuit) เมื่อคิดวงจรจากหลักการแบบ Translinear cross-quad ด้วยการนำเอาแรงดันคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $V_{BE}$  มาอนุกรมกันเป็นวงรอบ เมื่อนำผลรวมแรงดันครบ 1 รอบ = 0 ซึ่งเทคนิคคาปริโอควอดนี้ เป็นการหักล้างแรงดันคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ จึงทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรมีความเป็นเชิงเส้นสูง

วงจรรขยายความต่างแบบไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์คู่ที่มีความต้านทานเชื่อมต่อที่ขาอิมิตเตอร์ตามภาพที่ 8 หากกระแสเอาท์พุทของวงจรได้ดังสมการ ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_{in} + \Delta V_{BE}}{2R_{ee}} \quad (2.25)$$

เมื่อ  $\Delta V_{BE}$  คือ แรงดันความต่างขาเบส-อิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$

จากสมการที่ 2.25 แสดงให้เห็นว่าความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างผลต่างของกระแสเอาต์พุต  $\Delta I$  และแรงดันสัญญาณขนาดเล็ก  $V_{in}$  ที่เป็นผลมาจากการหักล้างไม่สมบูรณ์เนื่องจากแรงดัน  $V_{BE1}$  ไม่เท่ากับ  $V_{BE2}$  ( $\Delta V_{BE}$ )

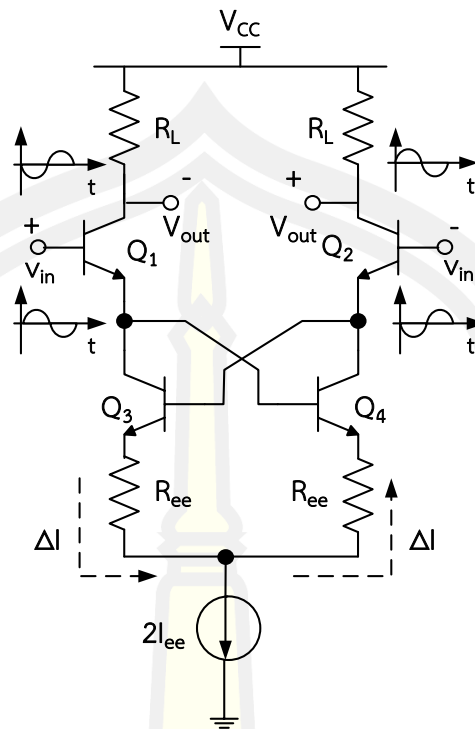


ภาพที่ 8 วงจรขยายความต่างมีความต้านทานเชื่อมต่อที่ขาอีมีตเตอร์ (Pan and Lawrence, 2007)

ดังนั้นในปี 1973 นักวิจัยชื่อ คาปริโอ ได้พัฒนางจรเพื่อการการยกเลิกของแรงดันคร่อมขาเบส-อีมีตเตอร์ สำหรับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่เที่ยงตรง โดยการเพิ่มทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ต่อแบบไขว้ เข้ากับวงจรขยายความต่างไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์คู่ที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  เรียกวงจรนี้ว่า คาปริโอควอด (Caprio's Quad) หรือเรียกว่า เทคนิคคาปริโอ ตามภาพที่ 9 จากภาพเป็นการหาค่าแรงดันวนรอบของวงจรแบบ Translinear cross-quad หาได้ตามสมการ ดังนี้

$$V - V_{BE1} - V_{BE4} - \Delta I R_{ee} + V_{BE2} + V_{BE3} = 0 \quad (2.26)$$

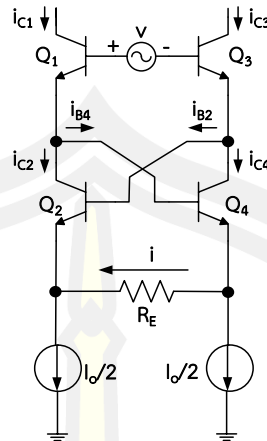
เนื่องจากการยกเลิกของแรงดันคร่อมขาเบส-อีมีตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1 - Q_4$  ( $V_{BE1} = V_{BE4}$  และ  $V_{BE2} = V_{BE3}$ ) คาปริโอควอดจึงมีความเป็นเชิงเส้นสูง



ภาพที่ 9 วงจรคาปริโอควอด (Caprio's Quad) (H.-Y.M. Pan and E.L. Lawrence, 2011)

การทำงานของเทคนิคคาปริโอ คือ จากภาพที่ 9 วงจรคาปริโอควอดถูกพัฒนาจากวงจรขยายความต่างด้วยการเพิ่มทรานซิสเตอร์สองตัว คือ ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และ  $Q_4$  โดยขาคอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  ต่อกับขาอีมิเตอร์  $Q_1$  ส่วนขาเบส  $Q_2$  ต่อกับคอลเลคเตอร์ของ  $Q_4$  และอีกด้านขาคอลเลคเตอร์ของ  $Q_4$  ต่อกับขาอีมิเตอร์  $Q_3$  ส่วนขาเบส  $Q_4$  ต่อกับคอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  ส่วนขาอีมิเตอร์  $Q_2$  และ  $Q_4$  เชื่อมต่อเข้ากับแหล่งจ่ายกระแสอิสระ และความต้านทาน  $R_E$  ระหว่างขาอีมิเตอร์ได้ หาค่าแรงดันจากลูปวงจรได้จาก แรงดันอินพุต  $v$  แรงดันขาเบสอีมิเตอร์  $Q_1$   $Q_2$   $Q_3$  และ  $Q_4$  แรงดันป้อนกลับที่ความต้านทาน  $R_E$  ได้สมการ

$$v - v_{BE1} - v_{BE4} - iR_E + v_{BE2} + v_{BE3} = 0 \quad (2.27)$$



ภาพที่ 10 วงจรเทคนิคคาปริโอ (Caprio, 1973)

หรือ

$$v - iR_E + \frac{KT}{q} \left( \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} + \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} - \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}} \right) = 0 \quad (2.28)$$

ซึ่ง  $I_S$  คือ ค่ากระแสอิ่มตัว (Saturation Current) (A)

$K$  คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann's Constant มีค่าเท่ากับ  $1.38 \times 10^{-23}$  (J/K)

$T$  คือ ค่าอุณหภูมิรอบข้าง (K)

$q$  คือ ประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอนมีค่าเท่ากับ  $1.602 \times 10^{-19}$  (C)

$V_{BE}$  คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่รอยต่อที่ขาเบสกับขาอีมิเตอร์ (V)

$i$  คือ กระแสไหลผ่านความต้านทาน  $R_E$

และ จากสมการที่ 2.29 ถ้าแรงดันคร่อมขาเบส-อีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์เท่ากัน  $V_{BE1} = V_{BE4}$  และ  $V_{BE2} = V_{BE3}$  และทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเท่ากันทุกประการ และอัตราขยายกระแสสูงเพียงพอที่จะไม่คิดกระแสเบส ทำให้สมการที่ 2.30 เปลี่ยนเป็นสมการใหม่ ดังนี้

$$i = \frac{v}{R_E} \quad (2.29)$$

การทำงานของวงจรเป็นการเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่มีความอิสระต่ออุณหภูมิที่ผิดเพี้ยนไป หากค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) ในวงจรถูกชดเชยด้วยความต้านทาน  $R_E$  จึงทำให้วงจรมีความเป็นเชิงเส้นได้ดี

สมการที่ 2.30 จากความเท่ากันทุกประการของทรานซิสเตอร์ และ อัตราขยายกระแสสูงของทรานซิสเตอร์ จากการเพิ่มค่าแรงดันอินพุต  $v$  และความต้านทานป้อนกลับ (Feedback Resistor)  $R_E$  คงที่ ทำให้ได้กระแสที่เพียงพอที่จะให้อัตราขยายกระแสสูงขึ้นและตรวจสอบได้จากสมการที่ 2.30 ขณะที่แรงดันคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ที่ถูกปรับให้ลดลง และแรงดันอินพุตสูงสุดจะถูกจำกัดจากการอิมิต

ของ  $Q_2$  และ  $Q_4$  แรงดันไบอัส  $V_{CB} = 0$

ถ้าพิจารณาหากทรานซิสเตอร์ไม่เหมือนกันทุกประการ เมื่อวงจรทำงาน จากสมการที่ 2.30 จึงเขียนสมการได้ คือ

$$v + \frac{KT}{q} \left( \ln \frac{I_{S1} I_{S4}}{I_{S2} I_{S3}} \right) = i R_e \quad (2.30)$$

ซึ่งนั่นแสดงว่าจะปรากฏแรงดันอินพุต แต่ค่าทรานสมิสแดนซ์และความเป็นเชิงเส้นยังไม่มีผลกระทบ ดังนั้น จึงพิจารณาผลกระทบจากข้อจำกัดอัตราขยายกระแส สมมุติให้อัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวเท่ากันและกระแสไบอัสมีค่าคงที่ พิจารณาสองประเด็น คือ หนึ่ง การเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตตกลงกับกระแส  $i$  ที่คงที่กับอัตราขยายกระแส หาได้จากสมการดังนี้

$$I_{C1} = \alpha \frac{I_o}{2} - i\alpha(2\alpha - 1) \quad (2.31)$$

สอง การเปลี่ยนแปลงกระแส  $i$  จะไม่เป็นเส้นตรงเนื่องจากแรงดันอินพุต โดยให้  $X = 2i/I_o$  กระแสคอลเลคเตอร์จะได้

$$\left. \begin{aligned} I_{C1} &= \alpha \frac{I_o}{2} - \{1 - X(2\alpha - 1)\} I_{C2} = \alpha \frac{I_o}{2} - (1 - X) \\ I_{C3} &= \alpha \frac{I_o}{2} - \{1 + X(2\alpha - 1)\} I_{C4} = \alpha \frac{I_o}{2} - (1 + X) \end{aligned} \right\} (2.32)$$

ดังนั้นสมการที่ 2.32 จะกลายเป็น

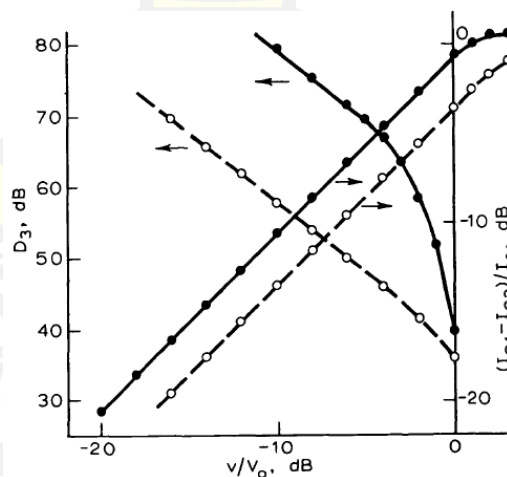
$$v - iR_e + \frac{KT}{q} \left( \ln \left( \frac{1-X}{1+X} \right) + \ln \left\{ \frac{1+X(2\alpha-1)}{1-X(2\alpha-1)} \right\} \right) = 0 \quad (2.33)$$

ถ้ากระแสมีขนาดน้อย ดังนั้น ค่า  $X$  จะน้อยตามด้วย และแทนค่า  $X$  ลงในสมการ ได้สมการใหม่ ดังนี้

$$v \approx i \left\{ R_e + 8 \frac{KT}{qI_o} (1-\alpha) \right\} + \frac{16}{3} \frac{KT}{qI_o} \frac{i^3}{I_o^2} \{ 1 - (2\alpha-1)^3 \} \quad (2.34)$$

ทำให้เกิดผลกระทบ คือ มีการลดลงของค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หากอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย และ ยังคงปรากฏความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับสาม (3rd-order Harmonic Distortion) ซึ่งอัตราขยายกระแสที่ไม่เท่ากันจะนำไปสู่การปรากฏของความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับสอง (2nd-order Harmonic Distortion) ด้วย

จากภาพที่ 11 เป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างวงจรรขยายความต่างไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์คู่ที่มีความต้านทานเชื่อมต่อที่ขาอิมิตเตอร์กับวงจรที่ปรับปรุงด้วยเทคนิคคาปริโอ ประกอบด้วย ค่าของอัตราการขยายของกระแส  $I_{c1} - I_{c3}/I_o$  และค่าลดทอนความผิดเพี้ยนลำดับที่สาม  $D_3$  กับ อัตราการขยายของแรงดันอินพุตต่อแรงดันเอาต์พุต ( $\frac{v}{V_o}$ ) เมื่อ  $V_o = R_E(I_o/2)$  จากการทดลองวงจรถ่ายโดยให้  $R_E = 600 \Omega$  และกระแสอิสระ  $I_o = 500 \mu A$



ภาพที่ 11 กราฟแสดงค่าการวัดกระแสเอาต์พุต ค่าความผิดเพี้ยนลำดับที่สาม และส่วนกลับลดทอนแรงดันอินพุต (Caprio, 1973)

และได้มีผู้นำเทคนิคนี้ไปใช้ คือ (H.-Y.M. Pan and E.L. Lawrence, 2007) ได้นำเทคนิคคาปริโอไปพัฒนาปรับปรุงให้ช่วงกว้างของความถี่แบบเชิงเส้นสูงขึ้นกับวงจร n-p-n bipolar thansconductor ( $g_m$ ) โดยเทคนิคคาปริโอเป็นการสลับแรงดันขาเบส-อิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) ของวงจรขยายความแตกต่างคู่ (Differential Pair) ทำให้มีความเป็นเชิงเส้นระหว่างแรงดันและกระแส

### 2.3.1 เทคนิคคาปริโอกับการลดค่าลำดับคู่ (Even-order) ด้วยอนุกรมโวลเทร่า (Volterra Series)

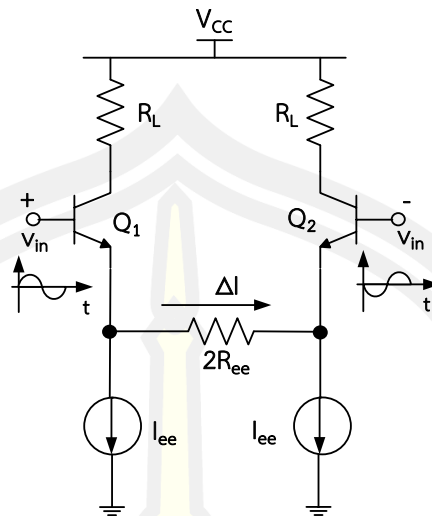
การวิเคราะห์หากการลดค่าลำดับคู่ ซึ่งสมการอนุกรมโวลเทร่า (Wambacq and Sansen, 1998 ; Pan, 2010) เป็นดังสมการ

$$V_{out} = H_1(s_1) \circ V_{in}(s_1) + H_1(s_1, s_2) \circ V_{in}^2(s_1 + s_2) + H_1(s_1, s_2, s_3) \circ V_{in}^3(s_1 + s_2 + s_3) + \dots \quad (2.35)$$

1) อนุกรมโวลต์เทอร์ร่ากับวงจรขยายความต่าง คือ วงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่ (Differential Pair) ที่มีความต้านทานอิมิตเตอร์ประกอบในวงจรตามภาพที่ 12 ซึ่งจะได้กระแสเอาต์พุต  $\Delta I$  ดังสมการ

$$\Delta I = \frac{V_{in} + \Delta V_{BE}}{2R_{ee}} \quad (2.36)$$

เมื่อ  $\Delta V_{BE}$  คือ แรงดันความต่างคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$   
 $R_{ee}$  คือ ความต้านทานอิมิตเตอร์



ภาพที่ 12 วงจรขยายความต่างทรานซิสเตอร์คู่กับความต้านทานอิมิตเตอร์  
(Pan and Lawrence, 2007)

ในสมการที่ 2.31 แสดงความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นของ  $\Delta I$  กับ  $V_{in}$  ผลจากความไม่เท่ากันของแรงดันความต่างขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 เช่น  $V_{BE1}$  ไม่เท่ากับ  $V_{BE2}$  จากคุณสมบัติของความไม่เป็นเชิงเส้นที่ประกอบด้วย ความผิดเพี้ยนอินเตอร์มอดูเลชัน (Intermodulation Distortion ;  $IM$ ) และจุดตัดอ้างอิงอินพุตลำดับที่สาม (Third-order Input Referred Intercept Point ;  $IIP3$ ) สมมติว่ามีสองสัญญาณความถี่เข้าไปในวงจรที่ประกอบด้วยความถี่  $\Delta f + f$  โดย  $f$  คือ ความถี่ที่ป้อนเข้าไปในวงจรขยายความต่าง นั่นคือ แรงดันจุดตัดอ้างอิงอินพุตลำดับที่สาม (Third-order Input Referred Intercept Point Voltage ( $VIIP_3$ )) ที่ความถี่  $\Delta f + f$  ดังสมการ

$$VIIP_3 = 4V_T \left( \frac{1 + I_T R_{ee}}{2V_T} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (2.37)$$

เมื่อ  $I_T$  คือ กระแสที่จ่ายให้กับวงจรขยายความต่าง มีค่า  $I_T = 2I_{ee}$

จากสมการที่ 2.37 แสดงให้เห็นว่า  $VIIP_3$  ขึ้นกับกระแสที่จ่ายให้กับวงจรและความต้านทานอิมิตเตอร์

2) อนุกรมโวลเทร่ากับวงจรขยายความต่างปรับปรุงวงจรด้วยเทคนิคคาปรีโอ



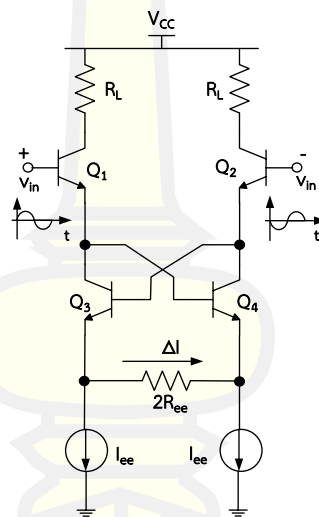
ตามภาพที่ 13 การวิเคราะห์ด้วยอนุกรมโวลเทร่ากับองค์ประกอบอินเตอร์โมดูเลชันอันดับที่สาม ( $IM3$ ) ที่แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  ที่ความถี่  $\Delta f + f$  ได้สมการที่ 2.38

$$IM3_{Cap} \approx \left| \frac{A_{in}^2}{8g_m^3 R_{ee}^3 V_T^2} \frac{f}{f_T} \right| \quad (2.38)$$

เมื่อ  $A_{in}$  คือ ขนาดของอินพุต (in Volt)

$g_m$  คือ ค่าความนำถ่ายโอนของความต้านทาน

$f_T$  คือ ความถี่คัตออฟของไบโพล่าทรานซิสเตอร์



ภาพที่ 13 วงจรขยายความต่างปรับปรุงวงจรด้วยเทคนิคคาปริโอ (Pan and Lawrence, 2007)

$VIIP3$  สามารถหาได้จากสมการที่ 2.39 โดยปรับค่า  $IM3_{cap} = 1$  จะได้ตั้งสมการ

$$VIIP3_{Cap} \approx 2\sqrt{2V_T} \sqrt{\frac{g_m^3 R_{ee}^3 f_T}{f}} \quad (2.39)$$

เมื่อ  $VIIP3_{cap}$  เป็นการแสดงแรงดันจุดตัดอ้างอิงอินพุตลำดับที่สาม (Third-order Input Referred Intercept Point Voltage) ของเทคนิคคาปริโอ และเขียนสมการที่ 2.40 ใหม่จะได้ ตามสมการ

$$V_{IIP3_{Cap}} \approx \sqrt{\frac{f_T I_T^3 R_{ee}^3}{f V_T}} \quad (2.40)$$

โดย  $I_T$  คือ กระแสที่จ่ายให้วงจรทั้งหมด

และได้มีผู้นำเทคนิคนี้ไปใช้ คือ (ถนอมศักดิ์ วงศ์มีแก้ว, 2559) ได้นำเทคนิคคาปริโอไปพัฒนาปรับปรุงวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสมดุลง่ายด้วยกระแส จะเห็นได้ว่าประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิด NPN 10 ตัว (Q1-Q10) ที่เหมือนกันทุกประการประกอบด้วย 2 วงจรปรับกระแสแบบสมดุลง่าย ดังนี้ หนึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำกับเทคนิคคาปริโอ ALPF1 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q1 Q2 Q5 ถึง Q8 Q9 และ Q10 และสองวงจรกรองความถี่ต่ำ ALPF2 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q3 Q4 Q5 ถึง Q8 Q9 และ Q10 จากวงจรจะเห็นว่ามีส่วนประกอบที่เป็นแบบสมดุลง่าย

ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรอินทิเกรเตอร์ปรับกระแสแบบสมดุลง่ายกับเทคนิคคาปริโอ คือ  $A_{int} = V_o/V_{in}$  เมื่อ  $V_{in} = V_{AB}$  และ  $V_o = V_{DE}$  จากภาพที่ 13 แหล่งจ่ายกระแส IF ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q1 Q2 Q3 Q4 Q9 และ Q10 เมื่อ

$$r_{e1} = \frac{V_T}{I_f} \quad (2.41)$$

ซึ่ง  $r_{e1}$  คือ ค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q1 Q2 Q3 Q4 Q9 และ Q10  $V_T$  คือ แรงดันเทอร์มอล (Thermal Voltage) ของรอยต่อพี-เอ็น ของสารกึ่งตัวนำโดนปกติประมาณ 25 mA ที่อุณหภูมิห้อง

จากวงจรภาพที่ 8 ที่จุด D และกระแส  $I_f$  ไหลผ่านระหว่างทรานซิสเตอร์ Q1 Q2 Q3 Q4 Q9 และ Q10 กับกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4 ทำให้ได้กระแสไหลผ่านโหลดทรานซิสเตอร์ Q5 Q6 Q7 และ Q8 มีค่าเท่ากับแหล่งจ่ายกระแส  $2I_f = I_f + I_f$  ดังนั้นสามารถวิเคราะห์ห้วงจรได้ดังนี้

ขั้นตอนแรกพิจารณาวงจรกรองความถี่ต่ำกับเทคนิคคาปริโอ  $A_{LPF1}$  เอาต์พุตสองสัญญาณ  $V_{DE}$  ของวงจรรวมสัญญาณ ( $A_{int}$ ) ซึ่งเป็นตำแหน่ง Superposition ดังนั้นจะได้เอาต์พุตคือ

$$V_{DE} = V_{O1} + V_{O2} \quad (2.42)$$

แรงดันเอาต์พุตที่  $V_{DE}$  ของ  $A_{LPF1}$  ( หรือ  $V_{O1}$  ) นั้นเกิดจากการป้อนแรงดันอินพุตที่  $V_{AB}$  ของโหนด G ซึ่งเป็นวงจรรองความถี่ต่ำ  $A_{LPF1}$  ถูกเปิดให้ทำงาน ทำให้  $V_{in} = V_{AB}$  ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุต ที่  $V_{DE}$  ( หรือ  $V_{O1}$  ) แต่แรงดันเอาต์พุตที่  $V_{FG}$  ของ  $A_{LPF2}$  ( หรือ  $V_{O2}$  ) ไม่ทำงานชั่วคราวหรือเสมือนต่อลงกราวด์ ทำให้  $V_{FG} = 0$  ในทางตรงกันข้าม แรงดัน  $V_{O2}$  คือแรงดันเอาต์พุตที่  $V_{DE}$  ของ  $A_{LPF2}$  เมื่อแรงดันอินพุต  $V_{AB}$  ของวงจรรองความถี่ต่ำ  $A_{LPF1}$  ถูกเปิดให้ทำงาน ทำให้  $V_{FH} = V_{DE}$  แต่แรงดันเอาต์พุตที่  $V_{AB}$  ของ  $A_{LPF1}$  ไม่ทำงานชั่วคราวหรือเสมือนต่อลงกราวด์ ทำให้  $V_{AB} = 0$  ซึ่งทั้งหมดเป็นเอาต์พุตของ  $V_{DE}$  ดังนั้นจะได้

$$V_{DE} = V_O = V_{O1} + V_{O2} \quad (2.43)$$

พิจารณาที่แรงดัน  $V_{O1}$  เมื่อ  $V_{FG} = 0$  จะทำให้เกิดกระแสความแตกต่างขนาดเล็กน้อยที่อิมิตเตอร์ที่จุดสัญญาณเข้า  $i_{e1}$  ไหลผ่าน  $Q_1, Q_2, Q_9$  และ  $Q_{10}$  ดังสมการ

$$i_{e1} = \frac{V_{AB}}{4r_{e1}} \quad (2.44)$$

ซึ่ง  $r_{e1}$  คือค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_9$  และ  $Q_{10}$  มีค่าเท่ากับ

$$r_{e1} = \frac{V_T}{I_f} \quad (2.45)$$

ผลลัพธ์กระแสความแตกต่างขนาดเล็กคอลเลคเตอร์มีค่าเท่ากับ  $i_{c1} = i_{e1}$  ซึ่งกระแส  $i_{c1}$  เป็นกระแสไหลผ่านโหนดอิมพีแดนซ์จากการต่อขาคอลเลคเตอร์เข้ากับขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_5, Q_6, Q_7$  และ  $Q_8$  หาค่าอิมพีแดนซ์  $Z$  ได้จาก

$$Z = 4r_{e2} // \left( \frac{1}{sC} \right) \quad (2.46)$$

$$Z = \frac{4r_2}{(1+s\tau)} = \frac{2r_{e1}}{(1+s\tau)} \quad (2.47)$$

เมื่อ

$$\tau = 4r_{e2}C = 2r_{e1}C \quad (2.48)$$

ซึ่ง  $r_{e2}$  คือ ค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q5 Q6 Q7 และ Q8 และ

$$r_{e2} = \frac{V_T}{2I_f} = \frac{r_{e1}}{2} \quad (2.49)$$

ได้แรงดันเอาต์พุต  $V_{01}$  ของ  $A_{LPF1}$  คือ

$$V_{01} = i_{e1}Z = \frac{V_{AB}}{4r_{e1}} \times \frac{2r_{e1}}{(1+s\tau)} = \frac{V_{AB}}{2(1+s\tau)} \quad (2.50)$$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$\frac{V_{01}}{V_{in}} = A_{LPF1} \quad (2.51)$$

ดังนั้น

$$A_{LPF1} = \frac{V_{01}}{V_{AB}} = \frac{1}{2(1+s\tau)} \quad (2.52)$$

ทั้งหมดเป็นการหาค่าวงจรกรองความถี่ต่ำกับเทคนิคคาปริโอ  $A_{LPF1}$  ของทรานซิสเตอร์ Q1 Q2 Q5 ถึง Q8 Q9 และ Q1 พิจารณาที่แรงดัน  $V_{02}$  เมื่อ  $V_{AB} = 0$  จะทำให้เกิดกระแสความแตกต่างขนาดเล็กอิมิตเตอร์ที่จุดสัญญาณเข้า  $i_{e2}$  ไหลผ่าน Q3 และ Q4 แรงดันอินพุตป้อนให้กับวงจรคือ  $V_{FG}$  ดังสมการ

$$i_{e2} = \frac{V_{FG}}{2r_{e1}} \quad (2.53)$$

ซึ่ง  $r_{e1}$  คือ ค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q3 และ Q4

ผลลัพธ์กระแสความแตกต่างขนาดเล็กคอลเลคเตอร์มีค่าเท่ากับ  $i_{c2} = i_{e2}$  ซึ่งกระแส  $i_{c2}$  เป็นกระแสไหลผ่านโหลดอิมพีแดนซ์จากการต่อขาคอลเลคเตอร์เข้ากับขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q5 Q6 Q7 และ Q8 หาค่าอิมพีแดนซ์  $Z$  ได้จาก

$$Z = 4r_{e2} // \left( \frac{1}{sC} \right) \quad (2.54)$$

$$Z = \frac{4r_{e2}}{(1+s\tau)} = \frac{2r_{e1}}{(1+s\tau)} \quad (2.55)$$

ได้แรงดันเอาต์พุต  $V_{02}$  ของ  $A_{LPF2}$  คือ

$$V_{02} = i_{e2}Z = \frac{V_{FG}}{2r_{e1}} \times \frac{2r_{e1}}{(1+s\tau)} = \frac{V_{FG}}{(1+s\tau)} \quad (2.56)$$

เพราะฉะนั้นจะได้

$$\frac{V_{02}}{V_{FG}} = A_{LPF2} \quad (2.57)$$

ดังนั้น

$$A_{LPF2} = \frac{1}{(1+s\tau)} \quad (2.58)$$

เป็นการหาค่าวงจรรองความถี่ต่ำ  $A_{LPF2}$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$   $Q_4$   $Q_5$  ถึง  $Q_8$  สุดท้าย  
พิจารณาแรงดันเอาต์พุต  $V_{DE}$  ของ  $A_{int}$  คือ

$$V_{DE} = V_{01} + V_{02} \quad (2.59)$$

$$V_{DE} = \frac{V_{in}}{2(1+s\tau)} + \frac{V_o}{(1+s\tau)} \quad (2.60)$$

เมื่อ

$$V_{DE} = V_{FG} = V_o \quad (2.61)$$

และ

$$V_{AB} = V_{in} \quad (2.62)$$

ดังนั้น

$$A_{int} = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2.63)$$

ดังนั้นจึงได้สมการทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรีโอดีเทอร์ปรับกระแสแบบสมดุกับเทคนิคคาปริโอ คือ

$$A_{\text{int}} = \frac{1}{2s\tau} \quad (2.64)$$

จากสมการที่ (2.69) ค่าความถี่เชิงมุม (Corner frequency)  $\omega_o$  คือ

$$\omega_o = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{4r_{e2}C} \quad (2.65)$$

เมื่อ

$$r_{e2} = \frac{V_T}{2I_f} \quad (2.66)$$

ค่าความถี่เชิงมุม  $\omega_o$  สามารถถูกปรับด้วยกระแส  $I_f$  ดังได้จากสมการ

$$\omega_o = \frac{I_f}{2CV_T} \quad (2.67)$$

## 2.4 ฮาร์โมนิก

### 2.4.1 คำนิยาม (Harmonic Definition)

ฮาร์โมนิก (Harmonic) (สุชาติ ตันติศักดิ์, 2550) คือ สัญญาณคลื่นไซน์ของกระแสหรือแรงดัน (Sinusoidal Wave Form) ที่ความถี่เป็นจำนวนเต็มเท่าของความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ในระบบไฟฟ้า (50 เฮิร์ตซ์) เช่น ฮาร์โมนิกองค์ประกอบที่ 3 จะมีความถี่เป็น 150 เฮิร์ตซ์และองค์ประกอบที่ 5 จะมีความถี่เป็น 250 เฮิร์ตซ์ เป็นต้น ผลของฮาร์โมนิกถูกรวมเข้ากับความถี่มูลฐานทั้งทางขนาด (Amplitude) และมุมเฟส (Phase Angle) แล้วทำให้ได้สัญญาณใหม่เกิดขึ้นมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปและผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยทั่วไปแล้วการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกนั้นที่เกี่ยวกับโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยใช้อนุกรมฟูริเยร์ (Fourier Series) ที่ประกอบด้วยองค์ประกอบและขนาดของฮาร์โมนิกดังสมการที่ 2.68

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cos\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi nt}{T}\right) \right) \quad (2.68)$$

โดยที่  $a_0$  คือ ค่าเฉลี่ยของ  $x(t)$

$a_n$  คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์

$b_n$  คือ สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์

$n$  คือ เลขจำนวนเต็มบวกใด ๆ

$T$  คือ คาบเวลาของสัญญาณ  $x(t)$

ซึ่งจะได้ค่าของขนาดและมุมเฟสดังสมการที่ 2.69 และ 2.70 ตามลำดับ

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.69)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (2.70)$$

โดยที่  $A_n$  คือ ขนาดของสัญญาณ

$\phi_n$  คือ มุมเฟสของสัญญาณ

พิจารณาฮาร์โมนิกที่เกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น กับสัญญาณอินพุต  $V_{in}(t)$  และ สัญญาณเอาต์พุต  $V_o(t)$  จากสมการอนุกรมของเทย์เลอร์ (Taylor series) ของสัญญาณอินพุต ดังนี้

$$V_o(t) = a_1V_{in}(t) + a_2V_{in}^2(t) + a_3V_{in}^3(t) + a_4V_{in}^4(t) + \dots \quad (2.71)$$

เมื่อ  $a_1$  คือ สัมประสิทธิ์ของเทอมเชิงเส้น

$a_2$  คือ สัมประสิทธิ์ของความผิดเพี้ยนลำดับที่สอง

$a_3$  คือ สัมประสิทธิ์ของความผิดเพี้ยนลำดับที่สาม

$a_4$  คือ สัมประสิทธิ์ของความผิดเพี้ยนลำดับที่สี่

ในวงจรความต่างแบบสมดุลง (Fully Differential Circuit) ทุกค่าของฮาร์โมนิกคู่ (เช่น  $a_2$   $a_4$ ) มีค่าน้อย ดังนั้นจะได้สมการใหม่ดังนี้

$$V_o(t) = a_1V_{in}(t) + a_3V_{in}^3(t) \quad (2.72)$$

ถ้า  $V_{in}(t)$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ดังนี้

$$V_{in}(t) = A \cos(\omega t) \quad (2.73)$$

แทนค่าสมการที่ 2.81 ลงในสมการที่ 2.80 จะได้

$$V_o(t) = a_1A \cos(\omega t) + \frac{a_3}{4} A^3 [3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t)] \quad (2.74)$$

เมื่อพิจารณา ในส่วนความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกลำดับที่สาม กำหนดให้  $H_{D1}$  และ  $H_{D3}$  เป็นขนาดของความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิกลำดับที่สาม ตามลำดับ จะได้

$$V_o(t) = H_{D1} \cos(\omega t) + H_{D3} \cos(3\omega t) \quad (2.75)$$

ที่ซึ่ง ถ้า  $(3/4)a_3A^3 \ll a_1A$  จะได้ค่าส่วนประกอบเชิงเส้นของสัญญาณเอาต์พุตดังนี้

$$H_{D1} = a_1A \quad (2.76)$$

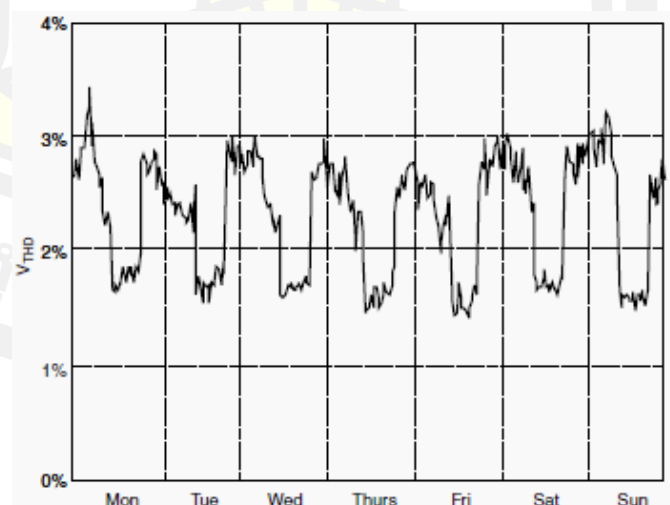
และได้ค่าส่วนประกอบฮาร์โมนิกลำดับที่สาม ดังนี้

$$H_{D3} = \frac{a_3}{4}A^3 \quad (2.77)$$

และสามารถหาค่าอัตราส่วนความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับที่สาม (Third-order Harmonic Distortion Ratio) ดังนี้

$$HD_3 = \frac{H_{D3}}{H_{D1}} = \left( \frac{a_3}{a_1} \right) \left( \frac{A^2}{4} \right) \quad (2.78)$$

2.4.2 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิก (Harmonic Distortion) คือ การเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้าไปจากรูปคลื่นไซน์ โดยเกิดจากการรวมกันของค่าความถี่มูลฐานและความถี่ของฮาร์โมนิก องค์ประกอบต่าง ๆ ซึ่งจะได้สัญญาณใหม่ออกมาที่มีรูปร่างผิดเพี้ยนไปจากเดิม ตามภาพที่ 14



ภาพที่ 14 สัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์โมนิก

ที่มา <http://electrical-engineering-portal.com/principles-for-controlling-harmonics>



2.4.3 ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion ; THD) คือ ค่าอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลรวมกำลังสองของค่าส่วนประกอบฮาร์โมนิกตั้งแต่ลำดับที่สองขึ้นไป (Harmonic Component) กับค่าส่วนประกอบความถี่หลักมูล มีหน่วยเป็น dB แปลงเป็นร้อยละดังสมการที่ 2.79

$$THD = 10 \log \left( \frac{H_{D2}^2 + H_{D3}^2 + H_{D4}^2 + \dots}{H_{D1}^2} \right) \quad (2.79)$$

บางครั้ง THD อาจจะเทียบเป็นร้อยละ ได้ดังนี้

$$THD = \frac{\sqrt{H_{D2}^2 + H_{D3}^2 + H_{D4}^2 + \dots}}{H_{D1}} \times 100\% \quad (2.80)$$

ค่าความผิดเพี้ยนกระแสฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Current Distortion ; THD<sub>I</sub>) ดังสมการที่ 2.89

$$THD_I \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{h(rms)}^2}}{I_{1(rms)}} \times 100 \quad (2.81)$$

โดยที่  $I_{h(rms)}$  คือ ค่า rms ของกระแสที่ฮาร์โมนิกที่ h  
 $I_{1(rms)}$  คือ ค่า rms ของกระแสที่ความถี่หลักมูล

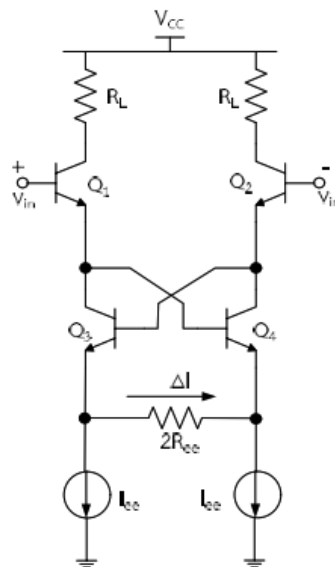
ค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมของการเชื่อมสภาพวงจร เหมือนขนาดของสัญญาณที่ใช้จะมีค่ามากขึ้น การอ่านค่า คือ มีค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมได้ค่าน้อยยิ่งแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตมีฮาร์โมนิกออกมาน้อย หรือค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมมีค่าน้อยยิ่งผลดีต่อวงจร เช่น ในวงจรความต่างแบบสมดุลที่ซึ่งความผิดเพี้ยนมีผลคือ  $H_{D3}$  นั่นคือค่าความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกมีค่าประมาณเท่ากับค่าอัตราส่วนความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกลำดับที่สาม ( $H_{D3}$ ) ได้จากสมการที่ 2.79 หมายถึงขนาดอินพุตมีผลโดยตรงกับวงจรคือมีขนาดยกกำลังสอง ( $A^2$ )

## 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงงานวิจัยที่ได้มีผู้วิจัยและนำเสนอพอสังเขปรายละเอียดดังนี้

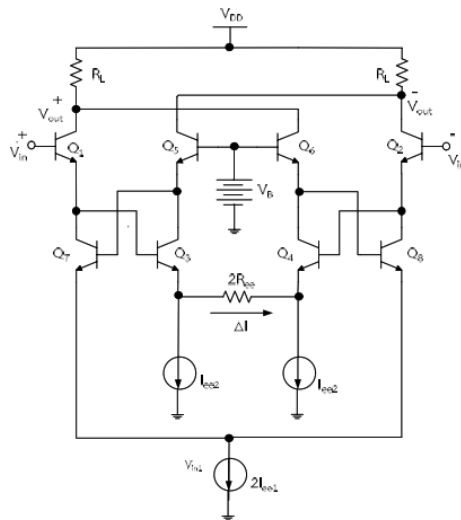
### 2.5.1 งานวิจัยในต่างประเทศ

Caprio (1973) ได้นำเสนอวงจรเชิงเส้นสูง ด้วยการปรับปรุงวงจรขยายความแตกต่างคู่ (differentiapair) โดยการนำทรานซิสเตอร์มาต่อเพิ่มสองตัวและไดสลับขาเบสของแต่ละตัว ทรานซิสเตอร์ด้วยการต่อเข้ากับขาอีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์วงจร ก่อนพัฒนาและความต้านทาน ER ระหว่างขาอีมีเตอร์ที่สองด้าน จากภาพประกอบ 2.23 มีส่วนประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q1Q2 Q3 และ Q4กับความต้านทานป้อนกลับ ER เชื่อมต่อกันทำให้วงจรเทคนิคคาปริโอควอดนี้ เป็นการการยกเล็กของแรงดันคร่อมขาเบส-อีมีเตอร์ของทรานซิสเตอร์ จึงทำให้ได้ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรมีความเป็นเชิงเส้นสูงตามหลักการแบบ Translinear cross-quad และยังลดขนาดของ Harmonic Distortion ลง



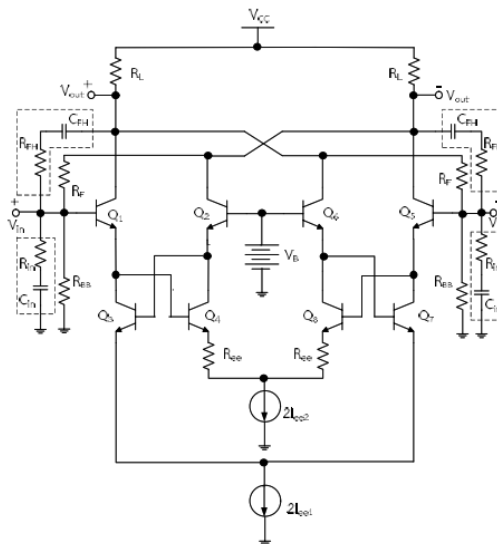
ภาพที่ 15 วงจรเทคนิคคาปริโอ (Caprio, 1973)

Pan and Lawrence (2007) ได้นำเสนอวงจรทรานสคอนดัคเตอร์การเป็นเชิงเส้นสูงด้วยการ ปรับแต่งเทคนิคคาปริโอ ด้วยการเพิ่มเทคนิคคาปริโอเข้าไปในวงจร ซึ่งเทคนิคคาปริโอเป็นการสลับแรงดันขาเบส-อีมีเตอร์ (BEV) ของวงจรขยายความต่างคู่ (Differential Pair) ทำการปรับความเป็นเชิงเส้นระหว่างแรงดันและกระแสด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จากการเพิ่มเทคนิคคาปริโอเข้าไปในวงจรทำให้มีลักษณะความเป็นเชิงเส้นสูง ตามภาพที่ 16



ภาพที่ 16 วงจรขยายความแตกต่างขาคีมีเตอร์เชื่อมกับความต้านทานกับเทคนิคคาปริโอ

Pan และ Lawrence (2011) ได้นำเสนอการพัฒนาวงจรถ่ายความต่างด้วยเทคนิคคาปริโอ โดยนำมาใช้กับแบนด์วิดธ์การสื่อสาร โครงสร้างที่นำเสนอได้ปรับแต่งเทคนิคคาปริโอของ Pan และ Lawrence (2007) ด้วยการเพิ่มอุปกรณ์พาสซีฟเข้าไปในวงจร ซึ่งทำให้มีการตอบสนองเชิงเส้นดีกว่าจากการปรับปรุงวงจรทำให้การทำงานของวงจรมีความสามารถต่อผลการตอบสนองของวงจรถ่ายความต่างกับแบนด์วิดธ์การสื่อสารมีความไวขึ้น วงจรนำเสนอตามภาพที่ 17



ภาพที่ 17 วงจรถ่ายความแตกต่างกับเทคนิคคาปริโอพัฒนาเพิ่ม 1. RFH-CFH 2) Rin-Cin

## บทที่ 3

### วิธีดำเนินการวิจัย

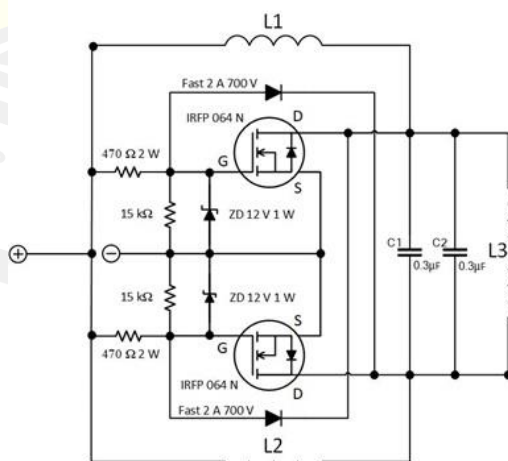
การวิจัยและพัฒนาวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ LC ด้วยเทคนิคคาปริโอ จากที่ได้ศึกษา ทฤษฎีและเอกสารที่เกี่ยวข้องในบทที่ 2 แล้วนั้น ดังนั้น ในบทนี้อธิบายการออกแบบและพัฒนาจาก วงจร ประกอบด้วยหัวข้อดังต่อไปนี้

- 3.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย
- 3.2 ทฤษฎีและการออกแบบ
- 3.3 วิธีการสร้างและการออกแบบการทดลอง
- 3.4 การเก็บรวบรวมและวิเคราะห์ข้อมูล
- 3.5 แผนการดำเนินการเกี่ยวกับกิจกรรมและระยะเวลาทำวิจัย

### 3.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

#### 3.1.1 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์

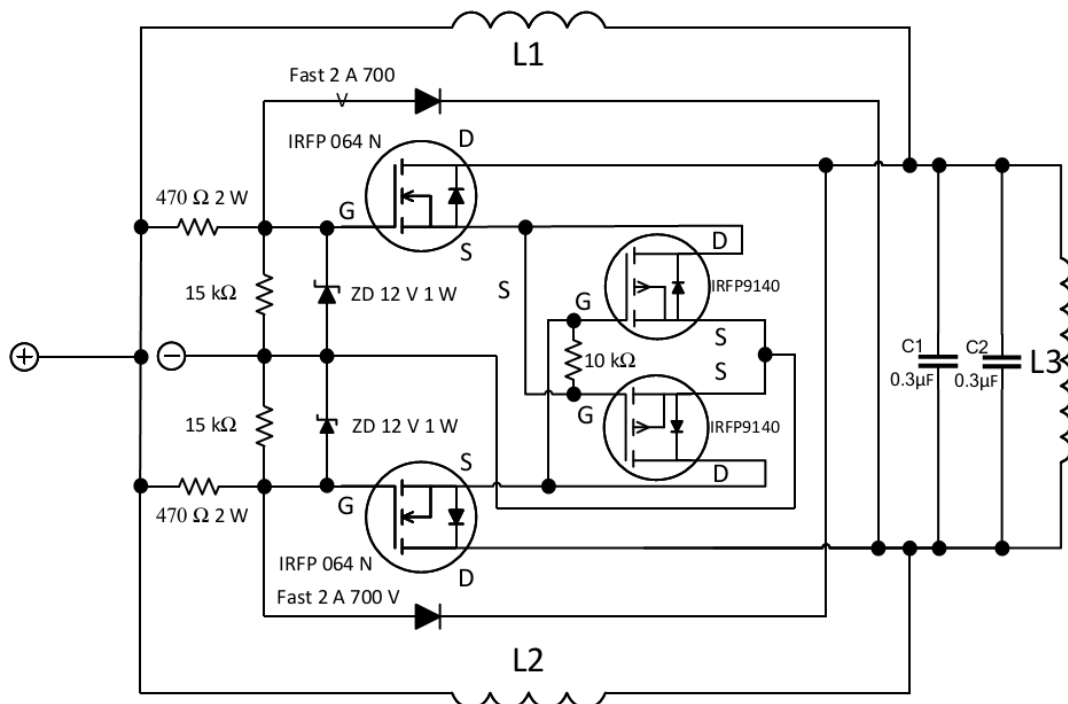
วงจรของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ แบบ LC จะใช้วงจรของ LC oscillator เป็นตัวกำเนิด สัญญาณ โดยวงจรนี้จะใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิตช์เพื่อให้เกิดความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์ขึ้น ซึ่งในวงจรจะ มีตัวเหนี่ยวนำอยู่ 3 ตัวด้วยกัน คือ L1, L2 โดยจะมีค่าความเหนี่ยวนำเท่ากันประมาณ 3 มิลลิเฮนรี่ ส่วน L3 จะมีค่า 5,7,10,15,17 รอบ จากวงจร L3 จะมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ ซึ่งค่าความจุเท่ากับ 0.3 ไมโครฟารัดต่อขนานกัน 2 ตัว อุปกรณ์ที่สำคัญอีกอุปกรณ์หนึ่ง คือ ไดโอดที่อยู่ในวงจร ที่กล่าวมา ข้างต้น วงจรนี้เป็นวงจรที่ใช้ความถี่สูง ไดโอดก็ต้องใช้ชนิดที่ตอบสนองความถี่สูงด้วยเช่นกัน ดังนั้นจึง ใช้ไดโอดชนิด Fast Diode ที่สามารถตอบสนองความถี่สูงได้



ภาพที่ 18 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ แบบ LC

### 3.1.1 วงจร LC ออสซิลเลเตอร์ ใช้คาปริโอ

วงจรของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์ แบบ LC จะใช้วงจรของ LC oscillator ใช้เทคนิคคาปริโอเป็นตัวกำเนิดสัญญาณ โดยวงจรมีใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิตช์เพื่อให้เกิดความถี่ที่สภาวะรีโซแนนซ์ขึ้น และเพิ่มมอสเฟต เบอร์ IRFP9140 ชนิด P channel จำนวน 2 ตัว เพื่อใช้เทคนิคคาปริโอในวงจร ดังรูปที่ 19 ซึ่งในวงจรจะมีตัวเหนี่ยวนำอยู่ 3 ตัวด้วยกัน คือ L1, L2 โดยจะมีค่าความเหนี่ยวนำเท่ากันประมาณ 3 มิลลิเฮนรี่ ส่วน L3 จะมีค่า 5,7,10,15,17,20 รอบ จากวงจร L3 จะมีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ ซึ่งค่าความจุเท่ากับ 0.3 ไมโครฟารัด เพื่อให้ได้ความถี่รีโซแนนซ์ที่ประมาณ 50 กิโลเฮิร์ต อุปกรณ์ที่สำคัญอีกอุปกรณ์หนึ่ง คือ ไดโอดที่อยู่ในวงจร ที่กล่าวมาข้างต้น วงจรนี้เป็นวงจรที่ใช้ความถี่สูง ไดโอดก็ต้องใช้ชนิดที่ตอบสนองความถี่สูงด้วยเช่นกัน ดังนั้นจึงใช้ไดโอดชนิด Fast Diode ที่สามารถตอบสนองความถี่สูงได้



ภาพที่ 19 วงจร LC oscillator with 'capios' cross

### 3.1.2 ออสซิลโลโคป DSOX3024T วัดค่าความถี่, THD

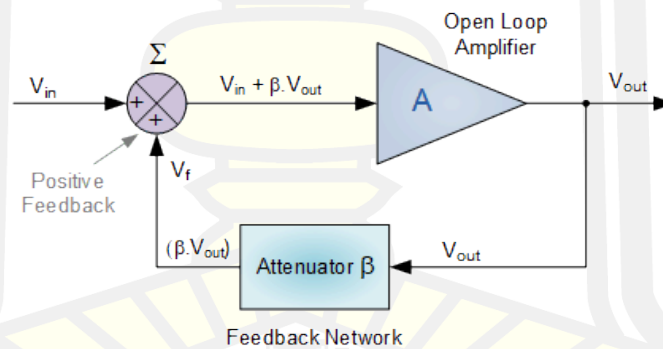
เครื่องวัดค่า ความถี่, ค่า THD โดยแสดงผลลิตกราฟความถี่ได้ ยี่ห้อ Keysight ดังภาพที่ 20 คุณสมบัตินี้สามารถวัดค่าความถี่และค่า THD ของวงจร LC oscillator และวงจร LC oscillator with 'capios' cross โดยการวัดค่าที่ L3 โดยกำหนดค่าย่านความถี่ 0 Hz ถึง 3 MHz เพื่อดูความถี่ Harmonic ถึงลำดับที่ 10



ภาพที่ 20 ออสซิลโลโคป DSOX3024T ยี่ห้อ Keysight วัดค่าความถี่, THD

### 3.2 ทฤษฎีและการออกแบบ

ออสซิลเลเตอร์ คือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่สร้างรูปคลื่นเป็นระยะต่อเนื่องที่มีความถี่ที่แม่นยำ ออสซิลเลเตอร์แปลงอินพุต DC (แรงดันไฟฟ้า) เป็นเอาต์พุต AC (รูปคลื่น) รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตนี้สามารถมีรูปร่างและความถี่ได้หลากหลาย และสามารถมีรูปร่างที่ซับซ้อน หรือจะเป็นคลื่นไซน์บริสุทธิ์ธรรมดาก็ได้ ขึ้นอยู่กับการใช้งาน



ภาพที่ 21 พื้นฐานออสซิลเลเตอร์

ออสซิลเลเตอร์ถูกใช้ในอุปกรณ์ทดสอบหลายชิ้นที่ผลิตคลื่นไซน์ไซน์ รูปคลื่นสี่เหลี่ยม ฟันเลื่อย หรือรูปสามเหลี่ยม หรือเพียงแค่พัลส์ซ้ำๆ ที่มีความกว้างแปรผันหรือความกว้างคงที่ LC Oscillators มักใช้ในวงจรความถี่วิทยุเนื่องจากมีลักษณะเสียงเฟสที่ดีและใช้งานง่ายโดยทั่วไปแล้ว Oscillator นั้นเป็นแอมพลิฟายเออร์ที่มี "Positive Feedback" หรือ regenerative feedback (ในเฟส) และหนึ่งในปัญหามากมายในการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์คือการหยุดแอมพลิฟายเออร์จากการสั่นในขณะที่พยายามทำให้ออสซิลเลเตอร์สั่น

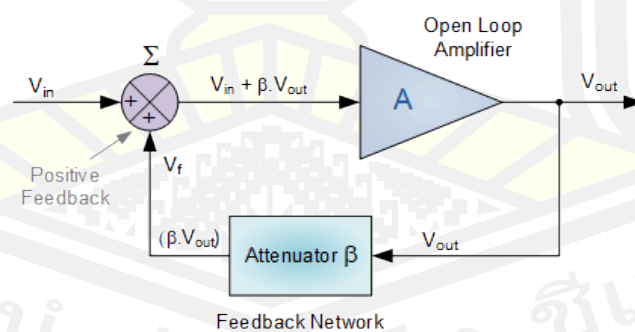
ออสซิลเลเตอร์ทำงานเนื่องจากสามารถเอาชนะการสูญเสียของวงจรสะท้อนกลับในรูปของตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำหรือทั้งสองอย่างในวงจรเดียวกันโดยใช้พลังงาน DC ที่ความถี่ที่ต้องการในวงจรเรโซเนเตอร์นี้ กล่าวอีกนัยหนึ่ง ออสซิลเลเตอร์คือแอมพลิฟายเออร์ที่ใช้การป้อนกลับเชิงบวกที่สร้างความถี่เอาต์พุตโดยไม่ต้องใช้สัญญาณอินพุตภายนอกดังนั้นออสซิลเลเตอร์จึงเป็นวงจรที่ค้ำจุนตัวเองซึ่งสร้างรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตเป็นระยะที่ความถี่ไซน์เดียว ดังนั้นเพื่อให้วงจรออสซิลเลเตอร์ทำงานได้ ๑ งานเป็นออสซิลเลเตอร์ จะต้องมีคุณสมบัติสามประการดังต่อไปนี้

- การขยายเสียงบางรูปแบบ
- ข้อเสนอแนะในเชิงบวก (การฟื้นฟู)
- ความถี่กำหนดเครือข่ายข้อเสนอแนะ

ออสซิลเลเตอร์มีแอมพลิฟายเออร์ป้อนกลับสัญญาณขนาดเล็กที่มีเกนโอเพนลูปเท่ากันหรือมากกว่าหนึ่งเล็กน้อยสำหรับการออสซิลเลชันที่เริ่มต้น แต่การออสซิลเลชันต่อเนื่อง เกนของลูบเฉลี่ยต้องกลับสู่ความสามัคคี นอกจากส่วนประกอบที่ไวต่อปฏิกิริยาเหล่านี้แล้ว ยังต้องใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณ เช่น Operational Amplifier หรือ Bipolar Transistor ต่างจากแอมพลิฟายเออร์ตรงที่ไม่มีสัญญาณอินพุต AC ภายนอกที่จำเป็นในการทำให้ Oscillator ทำงาน เนื่องจากพลังงานจากแหล่งจ่าย DC จะถูกแปลงโดยออสซิลเลเตอร์เป็นพลังงาน AC ที่ความถี่ที่ต้องการ

### วงจรป้อนกลับ Oscillator พื้นฐาน

โดยที่  $\beta$  คือเศษส่วนป้อนกลับ



ภาพที่ 22 วงจรป้อนกลับ Oscillator พื้นฐาน

Oscillator ได้รับโดยไม่มีข้อเสนอแนะ

$$\text{Gain, } A = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

A = open loop voltage gain

$$V_{OUT} = A \times V_{IN}$$

ออสซิลเลเตอร์ได้รับพร้อมคำติชม

$$\begin{aligned}
 A(V_{IN} + \beta V_{OUT}) &= V_{OUT} \\
 A \times V_{IN} + A\beta \times V_{OUT} &= V_{OUT} \\
 A \times V_{IN} &= V_{OUT}(1 - A\beta) \\
 \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} &= Gv = \frac{A}{1 - A\beta}
 \end{aligned}$$

จากนั้น ออสซิลเลเตอร์คือวงจรไฟฟ้าที่สร้างรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตแรงดันต่อเนื่องที่มีความถี่เดียวที่ต้องการ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ หรือตัวต้านทานใช้เพื่อสร้างวงจรเรโซแนนซ์แบบเลือกความถี่ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะเป็นตัวกรองแบนด์พาสแบบพาสซีฟที่ช่วยให้ความถี่ที่ต้องการผ่านและเครือข่ายป้อนกลับ

เครือข่ายป้อนกลับ "ฟีด" เพอร์เซ็นต์เล็กน้อยของสัญญาณเอาต์พุตกลับไปทางด้านอินพุตเพื่อให้ออสซิลเลชัน ปริมาณการป้อนกลับเชิงบวกที่ใช้ต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะเอาชนะการสูญเสียของวงจร เพื่อให้สามารถคงการแกว่งไว้อย่างไม่มีกำหนด

เครือข่ายข้อเสนอแนะนั้นเป็นวงจรลดทอนที่มีแรงดันไฟฟ้าน้อยกว่าหนึ่ง ( $\beta < 1$ ) การสั่นเริ่มต้นเมื่อ  $A\beta < 1$  จากนั้นกลับสู่ความสามัคคี ( $A\beta < 1$ ) เมื่อการแกว่งยังคงอยู่ ความถี่ออสซิลเลเตอร์ LC ถูกควบคุมโดยใช้วงจรอุปนัย/คาปาซิทีฟ (LC) แบบปรับหรือเรโซแนนซ์โดยให้ความถี่เอาต์พุตที่เป็นผลลัพธ์เรียกว่าความถี่ ออสซิลเลชัน โดยการให้ออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับเป็นเครือข่ายปฏิกิริยา มุมเฟสของผลป้อนกลับจะแปรผันตามฟังก์ชันของความถี่ และสิ่งนี้เรียกว่าเฟสกะ โดยทั่วไปมีประเภทของ Oscillators

1. Sinusoidal Oscillators – สิ่งเหล่านี้เรียกว่า Harmonic Oscillators และโดยทั่วไปจะเป็น Oscillator ประเภท "LC Tuned-feedback" หรือ "RC tune-feedback" ที่สร้างรูปคลื่นไซน์ล้วนๆ ซึ่งมีแอมพลิจูดและความถี่คงที่
2. Non-Sinusoidal Oscillators – สิ่งเหล่านี้เรียกว่า Relaxation Oscillators และสร้างรูปคลื่นที่ไม่ใช่ไซน์ที่ซับซ้อนซึ่งเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วจากสถานะความเสถียรหนึ่งไปสู่อีกสถานะหนึ่ง เช่น “คลื่นสี่เหลี่ยม”, “คลื่นสามเหลี่ยม” หรือ “คลื่นฟันเลื่อย” รูปคลื่นชนิด

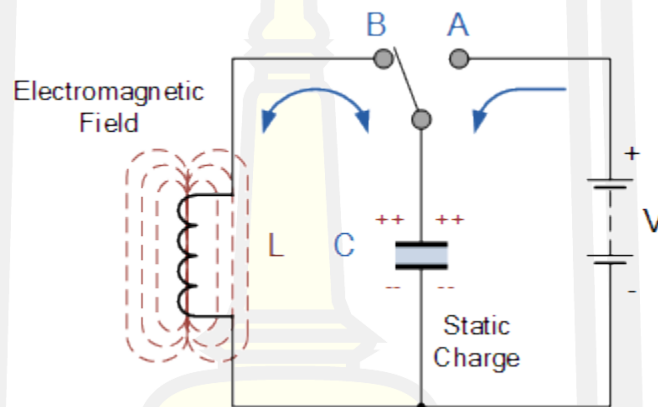
#### ออสซิลเลเตอร์เรโซแนนซ์

เมื่อแรงดันไฟฟ้าคงที่แต่มีความถี่ต่างกันไปใช้กับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน ค่ารีแอกแตนซ์ของวงจรตัวเก็บประจุ/ตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ/ตัวต้านทานคือการเปลี่ยนทั้งแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อเปรียบเทียบกับ สัญญาณอินพุตเนื่องจากรีแอกแตนซ์ของส่วนประกอบที่ใช้



ที่ความถี่สูง ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุจะต่ำมากซึ่งทำหน้าที่เป็นไฟฟ้าลัดวงจร ในขณะที่ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่เป็นวงจรเปิดสูง ค่ารีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุทำหน้าที่เป็นวงจรเปิดและรีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำทำหน้าที่เป็นไฟฟ้าลัดวงจรที่ความถี่ต่ำ ระหว่างสุดขั้วทั้งสองนี้ การรวมกันของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะสร้างวงจร "ปรับ" หรือ "เรโซแนนท์" ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_r$ ) ซึ่งค่ารีแอกแตนซ์แบบคาปาซิทีฟและอุปนัยจะเท่ากันและตัดกัน เหลือเพียงความต้านทานของ วงจรต้านการไหลของกระแส ซึ่งหมายความว่าไม่มีการเลื่อนเฟส เนื่องจากกระแสอยู่ในเฟสที่มีแรงดันไฟ พิจารณาวงจรด้านล่าง

### วงจรออสซิลเลเตอร์พื้นฐาน LC



ภาพที่ 23 วงจรออสซิลเลเตอร์พื้นฐาน LC

วงจรประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C$ . ตัวเก็บประจุเก็บพลังงานในรูปแบบของสนามไฟฟ้าสถิตและทำให้เกิดศักย์ (แรงดันไฟฟ้าสถิต) ทุกที่แผ่น ในขณะที่ขดลวดอุปนัยเก็บพลังงานในรูปแบบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ตัวเก็บประจุถูกชาร์จด้วยแรงดันไฟตรง  $V$  โดยวางสวิตช์ ไว้ที่ตำแหน่ง  $A$  เมื่อตัวเก็บประจุชาร์จเต็มแล้ว สวิตช์จะเปลี่ยนไปที่ตำแหน่ง  $B$

ตอนนี้ตัวเก็บประจุที่มีประจุถูกเชื่อมต่อแบบขนานผ่านขดลวดอุปนัย ดังนั้นตัวเก็บประจุจึงเริ่มคายประจุเองผ่านขดลวด แรงดันตกคร่อม  $C$  เริ่มลดลงเมื่อกระแสผ่านขดลวดเริ่มสูงขึ้นกระแสที่เพิ่มขึ้นนี้สร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารอบขดลวดซึ่งต้านทานการไหลของกระแสนี้ เมื่อตัวเก็บประจุถูกปลดปล่อยพลังงานทั้งหมดซึ่งเดิมเก็บไว้ในตัวเก็บประจุเนื่องจากสนามไฟฟ้าสถิตถูกเก็บไว้ในขดลวดเหนี่ยวนำ  $L$  เป็นสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารอบขดลวดของขดลวดเนื่องจากขณะนี้ไม่มีแรงดันไฟฟ้าภายนอกในวงจรเพื่อรักษากระแสภายในคอยล์ จึงเริ่มตกเมื่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเริ่มยุบตัว แรงเคลื่อนไฟฟ้าด้านหลังถูกเหนี่ยวนำในขดลวด ( $e = -L di/dt$ ) ทำให้กระแสไหลไปในทิศทางเดิม

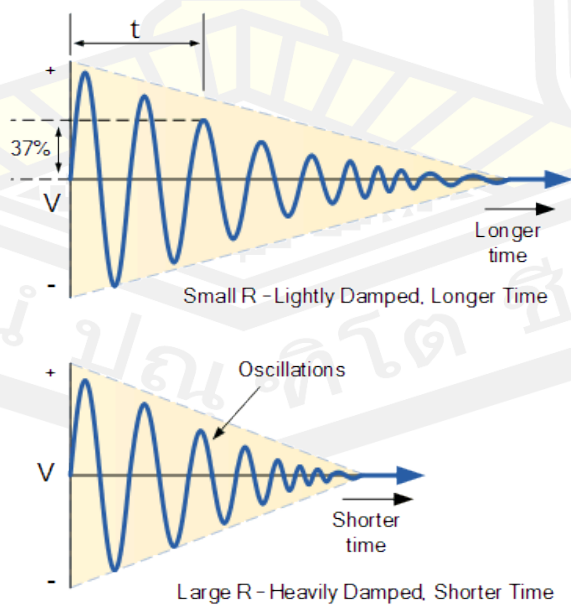
กระแสนี้จะชาร์จตัวเก็บประจุโดยมีขั้วตรงข้ามกับประจุเดิม C ชาร์จต่อไปจนกระแสลดลงเป็นศูนย์ และสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของขดลวดยุบตัวลงอย่างสมบูรณ์

พลังงานที่ป้อนเข้าสู่วงจรโดยผ่านสวิตช์แต่เดิม ได้ถูกส่งกลับไปยังตัวเก็บประจุซึ่งมีศักย์ไฟฟ้าคงที่อีกครั้ง แม้ว่าตอนนี้จะเป็นขั้วตรงข้ามก็ตาม ตอนนี้ตัวเก็บประจุเริ่มคายประจุกลับเข้าไปในขดลวดอีกครั้ง และกระบวนการทั้งหมดจะถูกทำซ้ำ ขั้วของแรงดันไฟฟ้าจะเปลี่ยนไปเมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปมาระหว่างตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำซึ่งสร้างแรงดันไฟฟ้าไซน์ชนิด AC และรูปคลื่นกระแสไฟ

กระบวนการนี้เป็นพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์ LC และในทางทฤษฎี การวนไปมานี้จะดำเนินต่อไปอย่างไม่มีกำหนด อย่างไรก็ตาม สิ่งต่าง ๆ ไม่ได้สมบูรณ์แบบและทุกครั้งที่พลังงานถูกถ่ายโอนจากตัวเก็บประจุไปยังตัวเหนี่ยวนำและกลับจาก L ถึง C การสูญเสียพลังงานบางอย่างเกิดขึ้นซึ่งจะทำให้การสั่นลดลงเป็นศูนย์เมื่อเวลาผ่านไป

การกระทำที่สิ้นของการส่งพลังงานไปมาระหว่างตัวเก็บประจุไปยังตัวเหนี่ยวนำจะดำเนินต่อไปอย่างไม่มีกำหนดหากไม่ใช่สำหรับการสูญเสียพลังงานภายในวงจร พลังงานไฟฟ้าสูญเสียไปใน DC หรือความต้านทานที่แท้จริงของขดลวดเหนี่ยวนำ ในไดโอดเล็กทรอนิกส์ของตัวเก็บประจุ และในการแผ่รังสีจากวงจร ดังนั้นการแกว่งจะลดลงเรื่อยๆ จนกว่าพวกมันจะตายหมดและกระบวนการหยุดลง

จากนั้นใน วงจร LC ที่ใช้งานได้จริง แอมพลิจูดของแรงดันออสซิลเลเตอร์จะลดลงในแต่ละครั้งรอบของการสั่น และในที่สุดจะตายจนเหลือศูนย์ จากนั้นการแกว่งจะถูก "หน่วง" โดยปริมาณของการทำให้หมด ใดๆ ถูกกำหนดโดยคุณภาพหรือปัจจัย Q ของวงจร



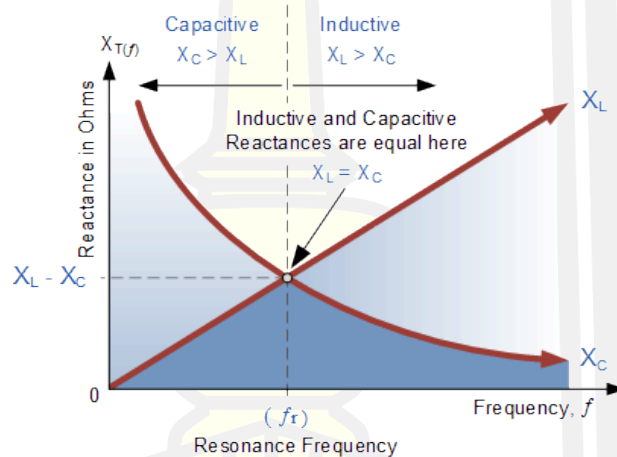
ภาพที่ 24 Damped Oscillations

### Damped Oscillations

ความถี่ของแรงดันออสซิลเลเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าของการเหนี่ยวนำและความจุในวงจร LC ตอนนี้เราทราบแล้วว่ากระแสเหนี่ยวนำจะเกิดขึ้นในวงจรต้องมีจุดความถี่เป็นค่า  $X_C$  ค่ารีแอกแตนซ์แบบคาปาซิทีฟ เท่ากับค่าของ  $X_L$  ค่ารีแอกแตนซ์อุปนัย ( $X_L = X_C$ ) และ ซึ่งจะตัดกันออกเหลือแต่ความต้านทานกระแสดตรงในวงจรเพื่อต้านกระแส

หากตอนนี้เราวางเส้นโค้งสำหรับรีแอกแตนซ์อุปนัยของตัวเหนี่ยวนำที่ต้านบนของเส้นโค้งสำหรับรีแอกแตนซ์ของตัวเก็บประจุเพื่อให้เส้นโค้งทั้งสองอยู่บนแกนความถี่เดียวกัน จุดตัดจะให้จุดความถี่เรโซแนนซ์แรก ( $f$  หรือ  $\omega_r$ ) ดังรูปด้านล่าง

#### ความถี่เรโซแนนซ์



ภาพที่ 25 ความถี่เรโซแนนซ์

โดยที่  $f$  อยู่ในเฮิรตซ์  $L$  อยู่ใน Henries และ  $C$  อยู่ใน Farads จากนั้นความถี่ที่สิ่งนี้จะเกิดขึ้นจะได้รับเป็น:

$$X_L = 2\pi fL \quad \text{และ} \quad X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$\text{At resonance} \quad X_L = X_C$$

$$\therefore 2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$2\pi f^2 L = \frac{1}{2\pi C}$$

$$\therefore f^2 = \frac{1}{(2\pi)^2 LC}$$

$$f = \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{(2\pi)^2 LC}}$$

จากนั้นโดยการทำให้สมการข้างต้นง่ายขึ้นเราจะได้สมการสุดท้ายสำหรับความถี่เรโซแนนซ์ ,  $f_r$  ในวงจร LC ที่ปรับแล้ว เป็น:

### ความถี่เรโซแนนซ์ของ LC Oscillator

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

โดยที่

L เป็นตัวเหนี่ยวนำใน Henries

C คือความจุใน Farads

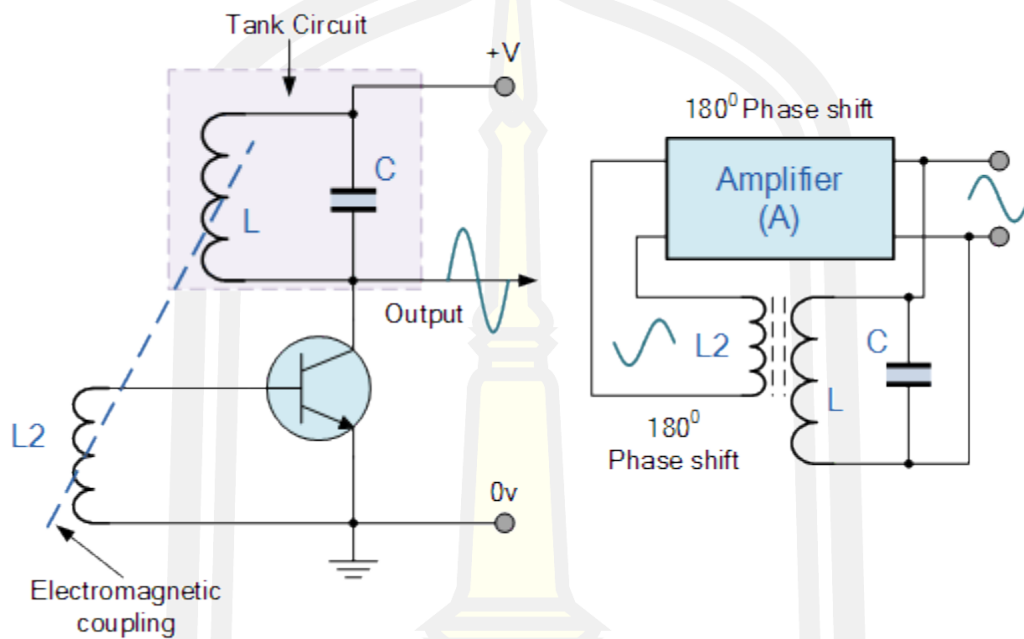
$f_r$  คือความถี่เอาต์พุตในหน่วยเฮิรตซ์

สมการนี้แสดงว่าถ้าค่า L หรือ C ลดลง ความถี่จะเพิ่มขึ้น ความถี่เอาต์พุตนี้โดยทั่วไปจะใช้ตัวย่อของ ( $f_r$ ) เพื่อระบุว่าเป็น "ความถี่เรโซแนนซ์" เพื่อให้การแกว่งไปมาใน วงจรถึง LC เราต้องเปลี่ยนพลังงานทั้งหมดที่สูญเสียไปในการแกว่งแต่ละครั้ง และรักษาแอมพลิจูดของการแกว่งเหล่านี้ให้อยู่ในระดับคงที่ ดังนั้นปริมาณพลังงานที่ถูกแทนที่จึงต้องเท่ากับพลังงานที่สูญเสียไปในแต่ละรอบ หากพลังงานที่ถูกแทนที่มากเกินไป แอมพลิจูดจะเพิ่มขึ้นจนกว่าจะเกิดการหนีบของรางจ่ายไฟ อีกทางหนึ่ง หากปริมาณพลังงานที่ถูกแทนที่มีขนาดเล็กเกินไป แอมพลิจูดจะลดลงเป็นศูนย์เมื่อเวลาผ่านไป และการแกว่งจะหยุดลง วิธีที่ง่ายที่สุดในการเปลี่ยนพลังงานที่สูญเสียไปนี้คือการนำเอาเอาต์พุตจาก วงจรถึง LC ขยายมันแล้วป้อนกลับเข้าไปในวงจร LC อีกครั้ง กระบวนการนี้สามารถทำได้โดยใช้เครื่องขยายแรงดันไฟฟ้าโดยใช้ทรานซิสเตอร์แบบ op-amp, FET หรือไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานอยู่ อย่างไรก็ตาม หากอัตราขยายของลูบของเครื่องขยายเสียงป้อนกลับมีขนาดเล็กเกินไป การสั่นที่ต้องการจะสลายไปเป็นศูนย์ และหากมีขนาดใหญ่เกินไป รูปแบบของคลื่นจะบิดเบี้ยว

ในการสร้างการสั่นคงที่ ระดับของพลังงานที่ป้อนกลับไปยัง เครือข่าย LC จะต้องได้รับการควบคุมอย่างแม่นยำ จากนั้นจะต้องมีแอมพลิจูดอัตโนมัติบางรูปแบบหรือได้รับการควบคุมเมื่อแอมพลิจูดพยายามเปลี่ยนแปลงจากแรงดันอ้างอิงไม่ว่าจะขึ้นหรือลง เพื่อรักษาการสั่นที่เสถียร อัตราขยายโดยรวมของวงจรจะต้องเท่ากับหนึ่งหรือเอกภาพ น้อยกว่านั้นและการแกว่งจะไม่เริ่มต้น

หรือตายไปเป็นศูนย์ การแกว่งจะเกิดขึ้นอีกแต่แอมพลิจูดจะถูกตัดโดยรางจ่ายซึ่งทำให้เกิดการปิดเบือน พิจารณาวงจรด้านล่าง

### วงจรรอสซิลเลเตอร์ LC ของทรานซิสเตอร์ขั้นพื้นฐาน



ภาพที่ 26 วงจรรอสซิลเลเตอร์ LC ของทรานซิสเตอร์ขั้นพื้นฐาน

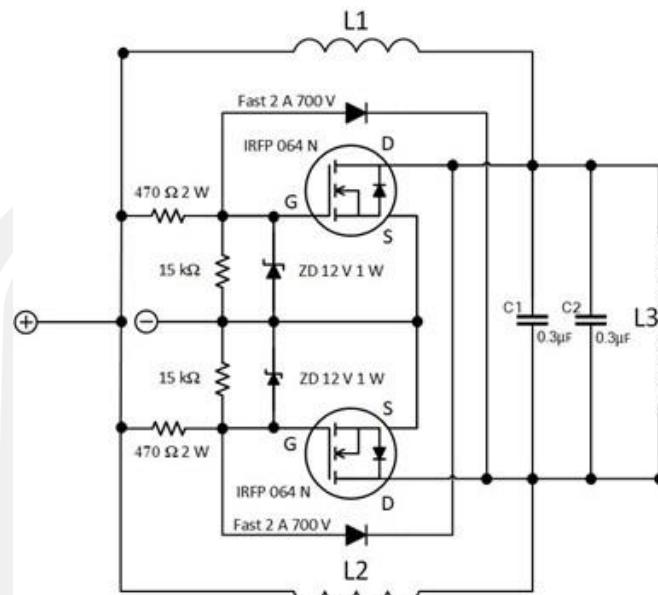
ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ถูกใช้เป็นแอมพลิฟายเออร์ออสซิลเลเตอร์ LC โดยมี วงจร LC ที่ปรับจูน ทำหน้าที่เป็นโหลดสะสม อีกขดลวด L2 เชื่อมต่อระหว่างฐานและอีซีแอลของ ทรานซิสเตอร์ที่มีสนามแม่เหล็กไฟฟ้า "ซึ่งกันและกัน" ควบคู่ไปกับขดลวด L "ตัวเหนี่ยวนำร่วม" มีอยู่ ระหว่างวงจรทั้งสองและกระแสเปลี่ยนที่ไหลในวงจรขดลวดหนึ่งเหนี่ยวนำโดยการเหนี่ยวนำ แม่เหล็กไฟฟ้า แรงดันศักย์ไฟฟ้าที่อาจเกิดขึ้นในอีกวงจรหนึ่ง (เอฟเฟกต์ของหม้อแปลง) ดังนั้นในขณะที่การสั่นเกิดขึ้นในวงจรที่ปรับค่า พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกถ่ายโอนจากขดลวด L ถึงขดลวด L2 และ แรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่เดียวกับวงจรที่ปรับจูนระหว่างฐานและตัวปล่อยของทรานซิสเตอร์ ด้วยวิธีนี้ แรงดันป้อนกลับอัตโนมัติที่จำเป็นจะถูกนำไปใช้กับทรานซิสเตอร์กำลังขยายสามารถเพิ่มหรือลด จำนวนป้อนกลับได้โดยการเปลี่ยนการมีเพศสัมพันธ์ระหว่างคอยล์ L และ L2 ทั้ง สอง เมื่อวงจรสั่น อิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีความต้านทาน และตัวสะสมและแรงดันเบสจะอยู่ที่ 180 องศา เพื่อ รักษาความผันผวน (เรียกว่า เสถียรภาพของความถี่) แรงดันไฟฟ้าที่ใช้กับวงจรที่ปรับค่าแล้วจะต้อง เป็น "ในเฟส" โดยจะเกิดการสั่นในวงจรที่ปรับ

ดังนั้น เราต้องแนะนำการเปลี่ยนเฟสเพิ่มเติม  $180^\circ$  ในเส้นทางป้อนกลับระหว่างตัวรวบรวมและฐาน สิ่งนี้ทำได้โดยการม้วนคอยล์ของ L2 ไปในทิศทางที่ถูกต้องเมื่อเทียบกับคอยล์ L ทำให้เราได้แอมพลิจูดและความสัมพันธ์ของเฟสที่ถูกต้องสำหรับ วงจร ออสซิลเลเตอร์ หรือโดยการเชื่อมต่อเครือข่ายเฟสชิฟต์ระหว่างเอาต์พุตและอินพุตของแอมพลิฟายเออร์ ดังนั้น LC Oscillator จึงเป็น “Sinusoidal Oscillator” หรือ “Harmonic Oscillator” ตามที่เรียกกันทั่วไปว่า LC oscillators สามารถสร้างคลื่นไซน์ความถี่สูงสำหรับใช้ในแอมพลิเคชันประเภทคลื่นความถี่วิทยุ (RF) โดยที่แอมพลิฟายเออร์ทรานซิสเตอร์เป็นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์หรือ FET Harmonic Oscillators มีหลายรูปแบบเนื่องจากมีหลายวิธีในการสร้างเครือข่ายตัวกรอง LC และเครื่องขยายเสียง โดยส่วนใหญ่คือ Hartley LC Oscillator , Colpitts LC Oscillator , Armstrong Oscillator และ Clapp Oscillator เป็นต้น

### สรุป LC Oscillators

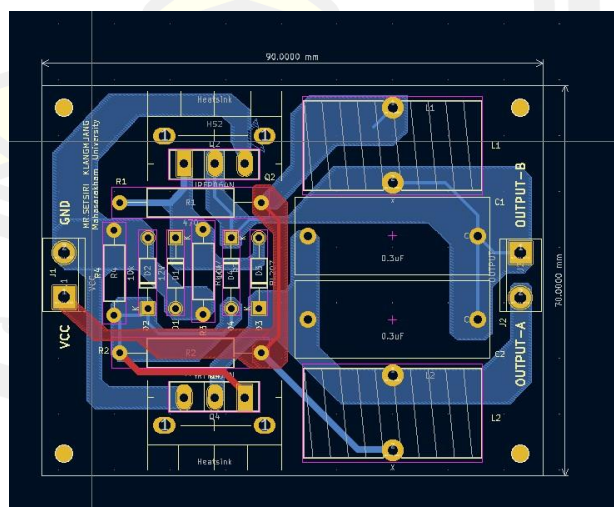
เงื่อนไขพื้นฐานที่จำเป็นสำหรับ วงจรออสซิลเลเตอร์ LC oscillator มีดังต่อไปนี้เพื่อให้เกิดความผันผวน วงจรออสซิลเลเตอร์ต้องมีส่วนประกอบที่เป็นปฏิกิริยา (ขึ้นอยู่กับความถี่) ไม่ว่าจะเป็น "ตัวเหนี่ยวนำ" ( L ) หรือ "ตัวเก็บประจุ" ( C ) รวมทั้งแหล่งพลังงาน DC ในวงจร LC ของตัวเก็บประจุแบบเหนี่ยวนำ-ตัวเก็บประจุแบบธรรมดา การแกว่งจะลดลงเมื่อเวลาผ่านไปเนื่องจากส่วนประกอบและการสูญเสียของวงจรจำเป็นต้องมีการขยายแรงดันไฟฟ้าเพื่อเอาชนะการสูญเสียวงจรเหล่านี้และให้อัตราขยายที่เป็นบวกเกินโดยรวมของแอมพลิฟายเออร์ต้องมากกว่าหนึ่งความสามารถรักษาการสั่นได้โดยการป้อนแรงดันเอาต์พุตบางส่วนกลับไปยังวงจรที่ปรับแล้วซึ่งมีแอมพลิจูดและในเฟสที่ถูกต้อง ( $0^\circ$ ) ความผันผวนสามารถเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อผลตอบรับเป็น "บวก" (การสร้างตัวเองใหม่) การเปลี่ยนเฟสโดยรวมของวงจรจะต้องเป็นศูนย์หรือ  $360^\circ$  องศาเพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตจากเครือข่ายป้อนกลับจะเป็น "ในเฟส" พร้อมสัญญาณอินพุต

### 3.3 วิธีการสร้างและการทดลอง

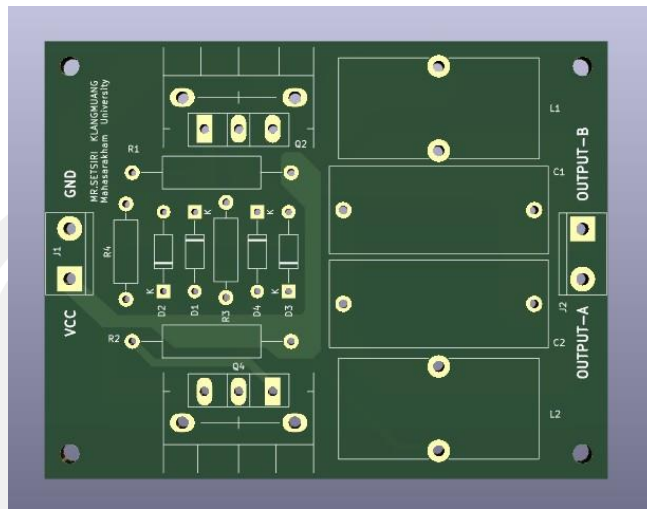


ภาพที่ 27 วงจร LC oscillator

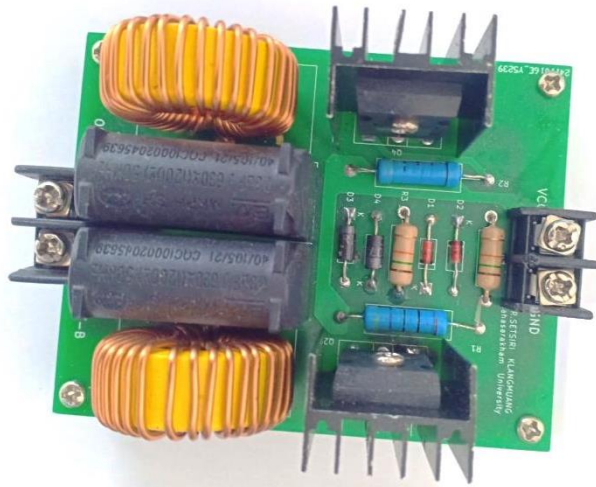
จากภาพที่ 27 แสดงวงจร Cross coupled LC oscillator โดยอุปกรณ์ มอสเฟต จะทำหน้าที่ในการสร้างคลื่นสัญญาณไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ และภายในวงจรจะเปลี่ยนแปลงรูปพลังงานไฟฟ้าให้สามารถส่งผ่านโดยการรีโซแนนซ์ แบบขนานของอุปกรณ์คาปาซิเตอร์(C) และรีแอคเตอร์ (L) เมื่อเกิดความถี่



ภาพที่ 28 ออกแบบวงจรโดยโปรแกรม KiCad EDA



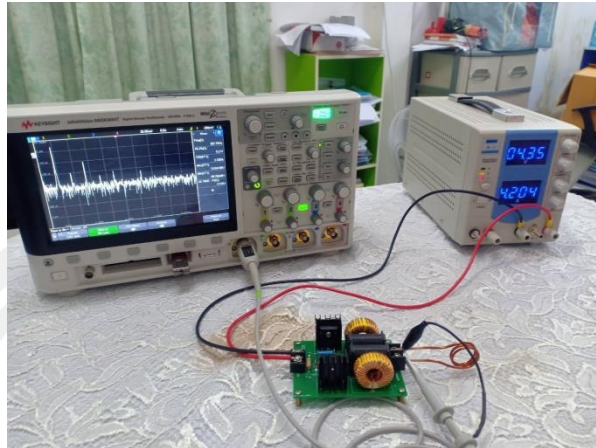
ภาพที่ 29 สร้างวงจรในโปรแกรม KiCad EDA



ภาพที่ 30 การออกแบบวงจรและสร้างวงจรทั้งหมด

โดยการวัดค่าความถี่, ค่า THD จาก ออสซิลโลสโคป DSOX3024T ยี่ห้อ Keysight ทำการเก็บข้อมูลวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอสซี โดยเปลี่ยนค่า L3 จำนวน 6 ค่า โดยทำการวัด  $f_r$  และ THD ซึ่งย่านวัดที่ทำการวัดตั้งแต่ความถี่ 0 Hz ถึง 3 MHz



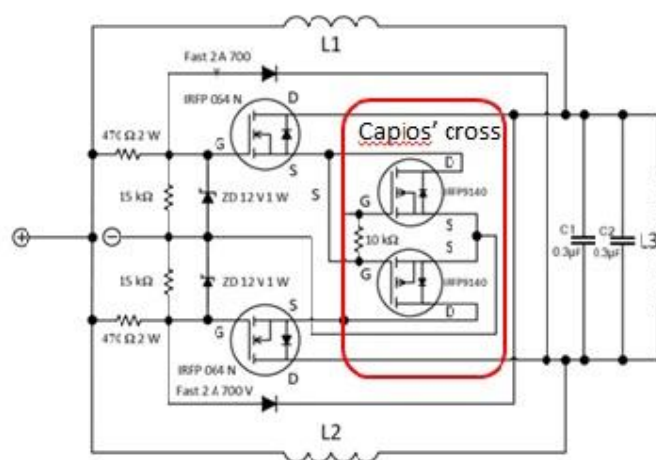


ภาพที่ 31 ทำการวัดค่าความถี่  $f_r$ , THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี

ตารางที่ 2 ผลการวัดค่าความถี่  $f_r$ , THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี

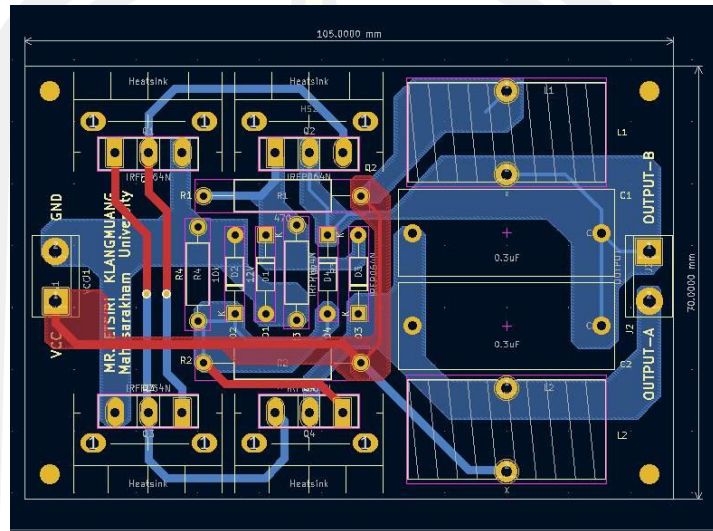
ลำดับที่	VIN (V)	I (A)	$f_r$ (kHz)	THD	L3 (จำนวนรอบ)
1	5.02	2.98	284.4	2.716	5
2	5.02	1.806	227.7	1.798	7
3	5.02	1.294	192.9	1.486	10
4	5.02	0.808	152.5	1.144	15
5	5.02	0.719	133.6	1.108	17
6	5.02	0.676	133.6	1.108	20

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ แบบ LC ด้วยเทคนิคคาปริโอ

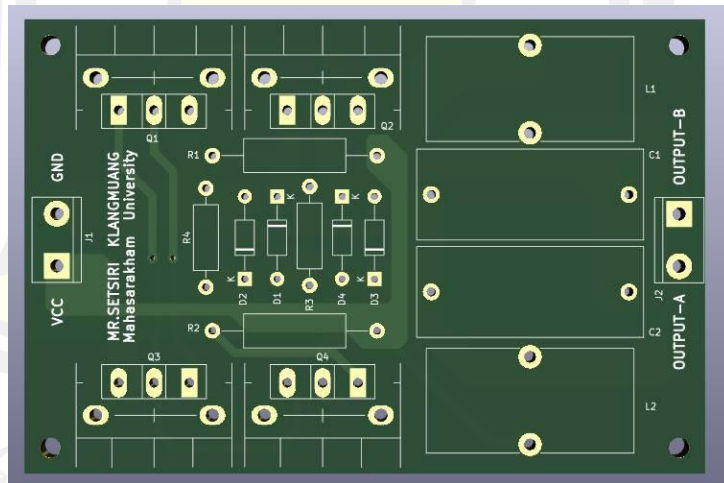


ภาพที่ 32 วงจร LC oscillator ด้วยเทคนิคคาปริโอ

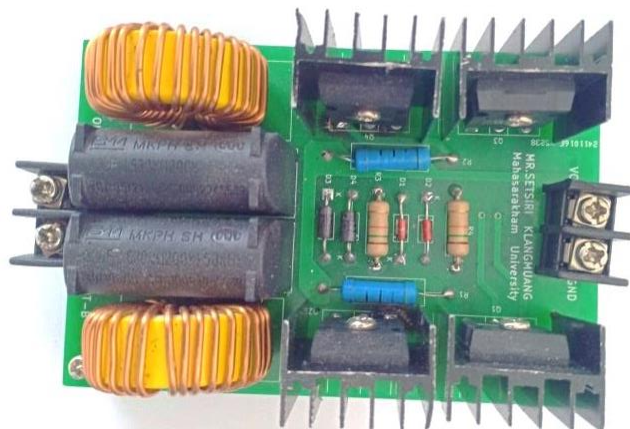
จากภาพที่ 32 แสดงวงจร Cross coupled LC oscillator with Capio'cross โดยอุปกรณ์ มอสเฟต จะทำหน้าที่ในการสร้างคลื่นสัญญาณไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ และภายในวงจรจะเปลี่ยนแปลงรูปพลังงานไฟฟ้าให้สามารถส่งผ่านโดยการรีโซแนนซ์ แบบขนานของอุปกรณ์คาปาซิเตอร์(C) และรีแอคเตอร์ (L) เมื่อเกิดความถี่



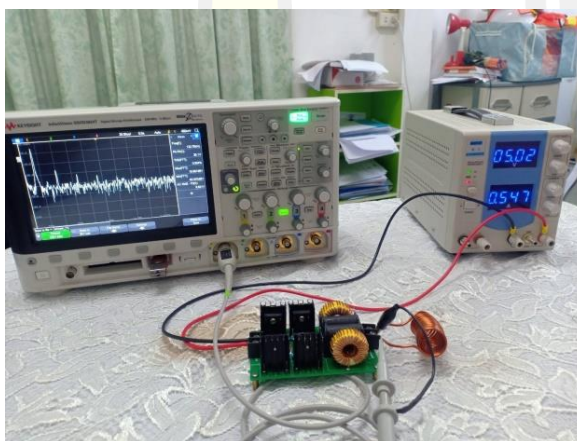
ภาพที่ 33 ออกแบบวงจรโดยโปรแกรม KiCad EDA



ภาพที่ 34 สร้างวงจรในโปรแกรม KiCad EDA



ภาพที่ 35 การออกแบบวงจรและสร้างวงจรทั้งหมด



ภาพที่ 36 ทำการวัดค่าความถี่  $f_r$ , THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ด้วยเทคนิคคาปริโอ

ตารางที่ 3 ผลการวัดค่าความถี่  $f_r$ , THD วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ด้วยเทคนิคคาปริโอ

ลำดับที่	VIN (V)	I (A)	$f_r$ (kHz)	THD	L3 (จำนวนรอบ)
1	5.02	2.098	286.7	1.898	5
2	5.02	1.273	227.5	1.415	7
3	5.02	0.967	193.7	1.188	10
4	5.02	0.645	152.8	0.962	15
5	5.02	0.572	139.7	0.930	17
6	5.02	0.54	133.3	0.937	20

### 3.4 การเก็บรวบรวมและการวิเคราะห์ข้อมูล

ผู้วิจัยได้เก็บรวบรวมข้อมูล โดยนำมาออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ ดังต่อไปนี้

3.4.1. ผู้วิจัยทำการหาข้อมูลงานวิจัย บทความ วิทยานิพนธ์ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี , การวิเคราะห์วงจรด้วยเทคนิคคาปริโอ จากฐานข้อมูลออนไลน์ ห้องสมุด ฐานข้อมูลมหาวิทยาลัย

3.4.2. ทำการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการสร้างวงจรจริง

3.4.3. ทำการออกแบบและสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ ได้รับความอนุเคราะห์เครื่องวัดสโคปจากคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลขอนแก่น

3.4.4. ทำการเก็บข้อมูลเพื่อนำมาวิเคราะห์ โดยการวัดค่าความถี่, ค่า THD จาก ออสซิลโลโคป DSOX3024T ยี่ห้อ Keysight ทำการเก็บข้อมูลวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ โดยเก็บใช้ค่า L3 จำนวน 6 ค่า โดยแต่ละขนาด L3 จะทำการวัดความถี่ 0 Hz ถึง 2 MHz

3.4.5. ผู้วิจัยทำการเก็บรวบรวมข้อมูล ตรวจสอบความถูกต้องและความสมบูรณ์ของงานทดลองเพื่อนำผลที่ได้ไปทำการวิเคราะห์ข้อมูล สรุปผลการทดลอง และเผยแพร่ในวารสารนานาชาติต่อไป

### 3.5 แผนการและระยะเวลาการวิจัย

ตารางที่ 4 แผนการดำเนินการเกี่ยวกับกิจกรรมและระยะเวลาทำการวิจัย

วัตถุประสงค์	แผนงานวิจัย	2563		2564	
		ม ค .- มิย.	ก ค .- ธค.	ม ค .- มิย.	ก ค .- ธค.
1. เพื่อศึกษางานวิจัยภาพรวมของวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ และพารามิเตอร์ในการวัดค่าความถี่ ,THD	1. ทำการศึกษาทฤษฎีวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ และพารามิเตอร์ในการวัดค่าความถี่ ,THD	←→			
	3. ศึกษาและทำการออกแบบวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ ตามทฤษฎี		←→		
	3. เสนอหัวข้องานวิจัยที่ได้ศึกษามา			←→	
2. ทำการออกแบบและสร้างวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ	1. ออกแบบและสร้างวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ ตามหัวข้องานวิจัยที่เสนอ			←→	
	2. ออกแบบและสร้างวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี และวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ จริง ปรับแต่งโครงสร้าง เพื่อทำการวัดด้วยเครื่องวัด ออสซิลโลสโคป DSOX3024T ยี่ห้อ Keysight				←→
3. สรุปผลการทดลอง	1. ทำการสรุปผลการทดลอง				←→
	2. จัดทำรายงานผลการวิจัย				←→

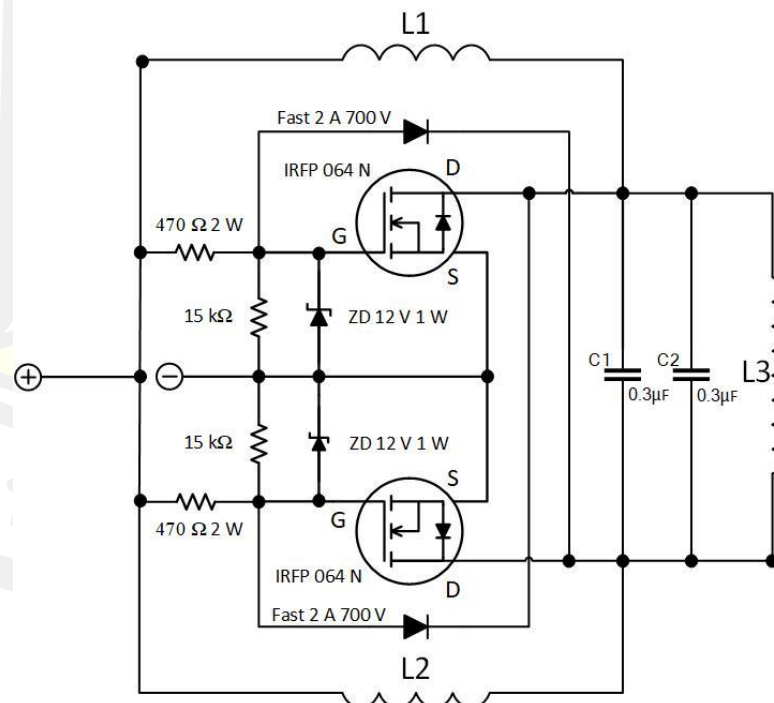
## บทที่ 4

### ผลการวิเคราะห์ข้อมูล

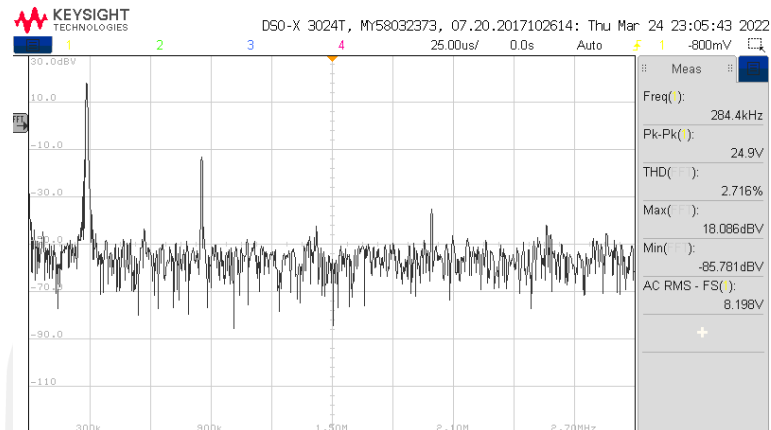
สำหรับรายละเอียดในบทนี้จะแสดงถึงลำดับขั้นตอนในการเสนอผลการวิเคราะห์ข้อมูล หลังจากที่ได้วิธีดำเนินการวิจัยแล้วนำไปออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ โดยแสดงผลการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response) ด้วยการกำหนดค่าตัวเก็บประจุ C เป็นค่าคงที่ โดยทำการเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ L3 โดยกำหนดค่า Vin คงที่ โดยแสดงผลการทดสอบ ของวงจรได้ดังนี้

#### 4.1 การตอบสนองต่อความถี่

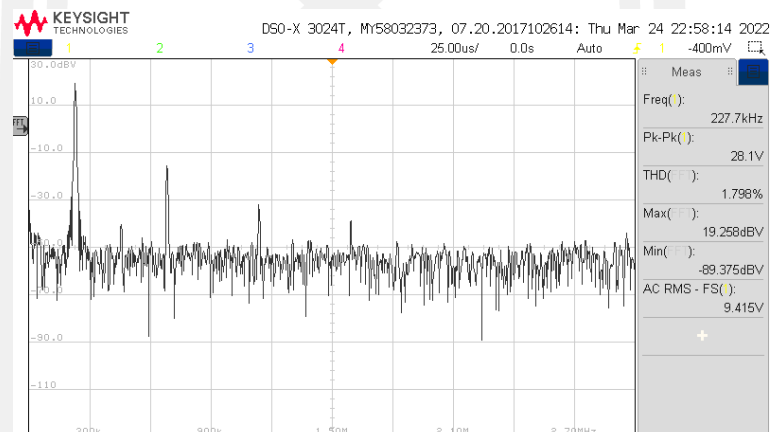
จากวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ดังภาพที่ 37 ผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจร เพื่อทดสอบผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร จากการทดลองจริง ใช้มอสเฟสชนิด N chanel ของไอซีเบอร์ IRFP064N จำนวน 2 ตัว และกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงมีค่าเท่ากับ  $\pm 5V$ , ตัวเก็บประจุ  $C = 0.3 \mu F$  ขนาดกัน 2 ตัว โดยทำการเปลี่ยนเฉพาะค่าตัวเหนี่ยวนำ L3



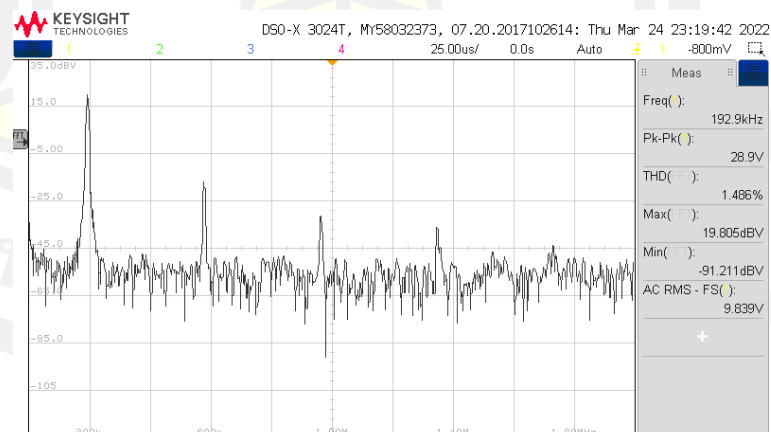
ภาพที่ 37 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี



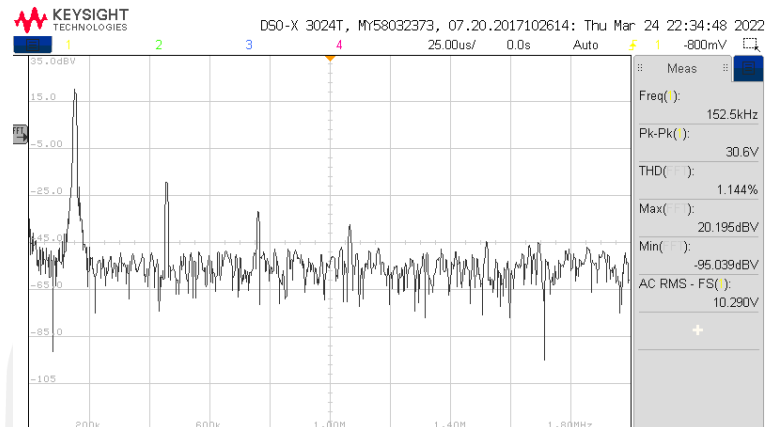
ภาพที่ 38 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ  $L_3 = 5$  รอบ



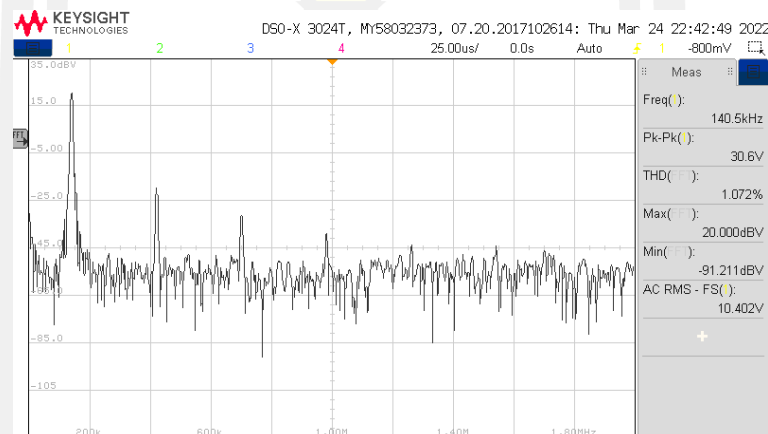
ภาพที่ 39 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ  $L_3 = 7$  รอบ



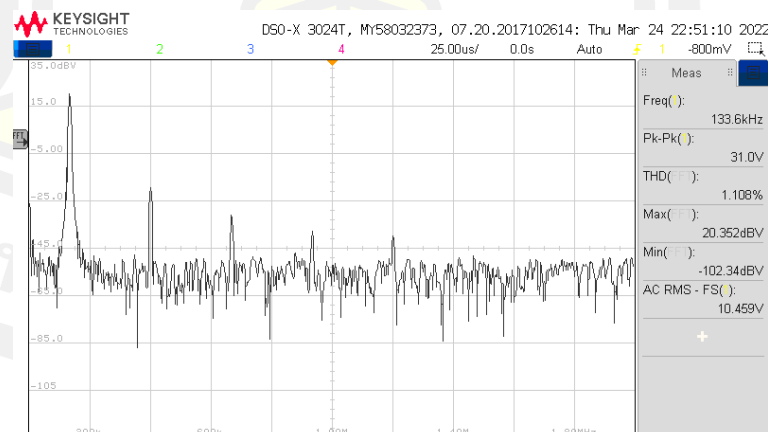
ภาพที่ 40 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ  $L_3 = 10$  รอบ



ภาพที่ 41 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 15รอบ



ภาพที่ 42 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 17รอบ

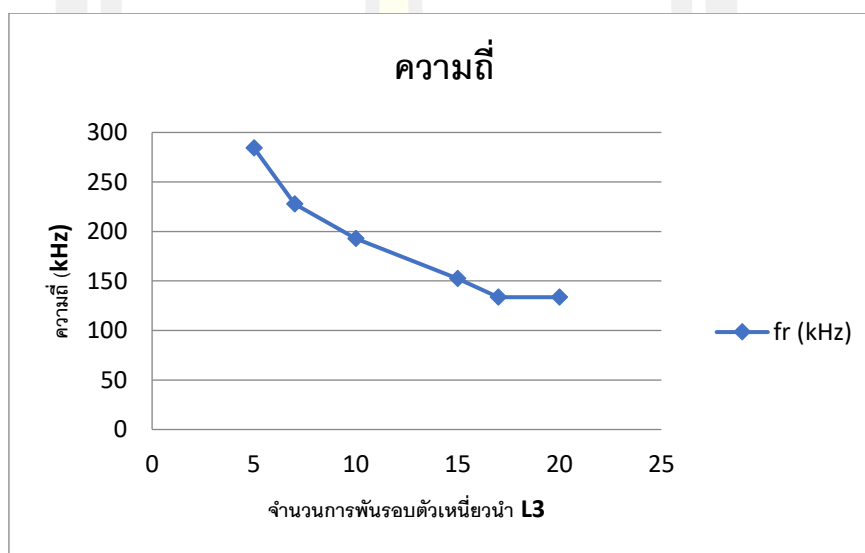


ภาพที่ 43 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี จำนวนรอบค่าเหนี่ยวนำ L3= 20รอบ



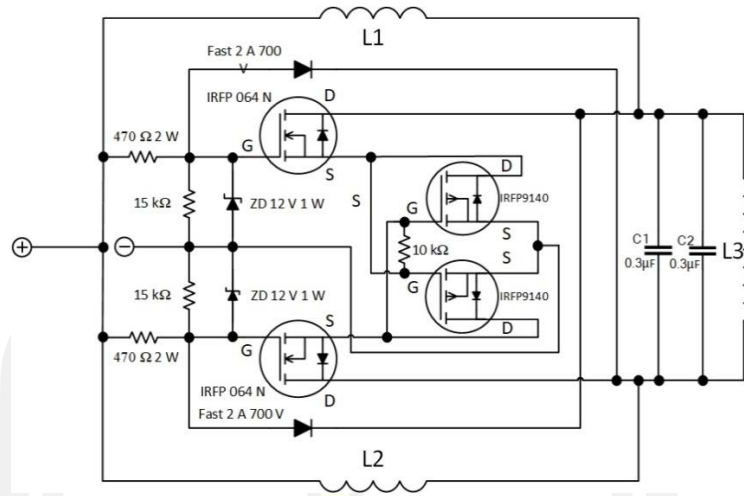
ตารางที่ 5 ผลการการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี

ลำดับที่	VIN (V)	L3 (จำนวนรอบ)	fr (kHz)
1	5.02	5	284.4
2	5.02	7	227.7
3	5.02	10	192.9
4	5.02	15	152.5
5	5.02	17	133.6
6	5.02	20	133.6

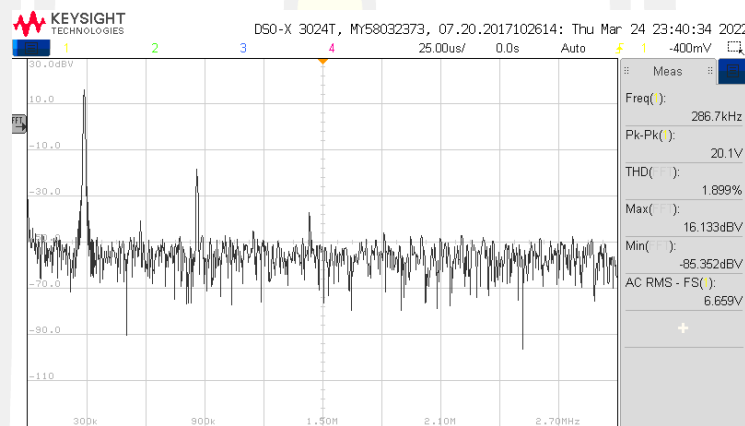


ภาพที่ 44 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี

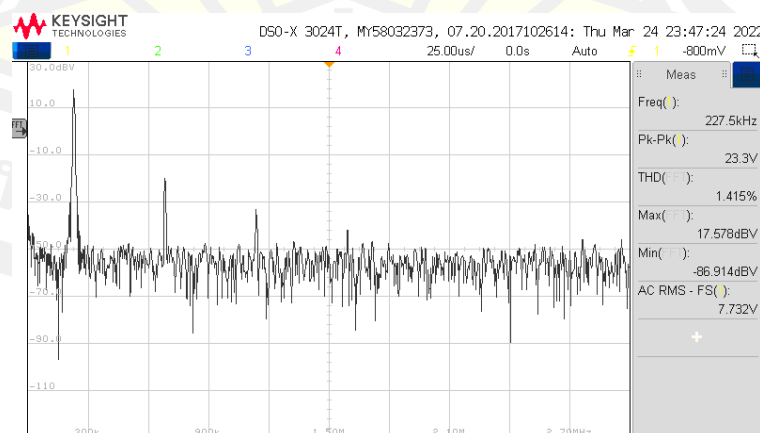
จากตารางที่ 5 วงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ได้ความถี่ 284.4, 227.7, 192.9, 152.5, 133.6, 133.6 kHz ที่จำนวนขดลวดเหนี่ยวนำ L3 5,7,10,15, 17, 20 ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าจำนวนรอบการพันของตัวเหนี่ยวนำ L3 ที่มีค่ามากขึ้นทำให้ค่าความถี่ลดลง ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ ดังภาพที่ 45 ผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพื่อทดสอบผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร จากการทดลองจริง ใช้มอสเฟสชนิด N channel ของไอซีเบอร์ IRFP064N จำนวน 2 ตัว และมอสเฟสชนิด P channel ของไอซีเบอร์ IRFP9140 จำนวน 2 ตัว และกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงมีค่าเท่ากับ  $\pm 5V$ , ตัวเก็บประจุ  $C = 0.3 \mu F$  ขนาดกัน 2 ตัว โดยทำการเปลี่ยนเฉพาะค่าตัวเหนี่ยวนำ L3



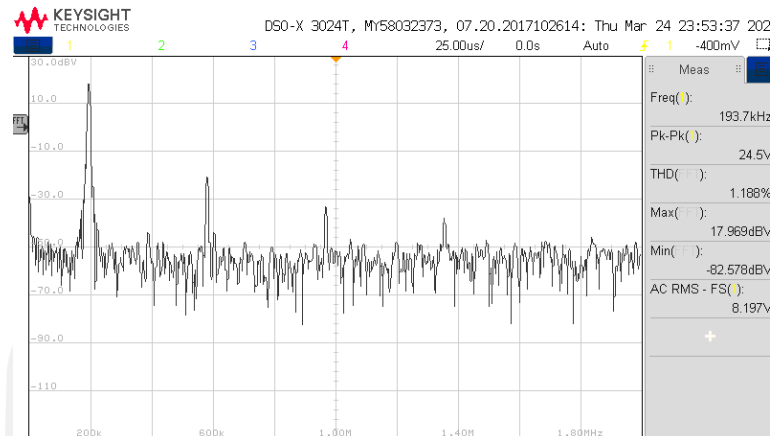
ภาพที่ 45 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอ



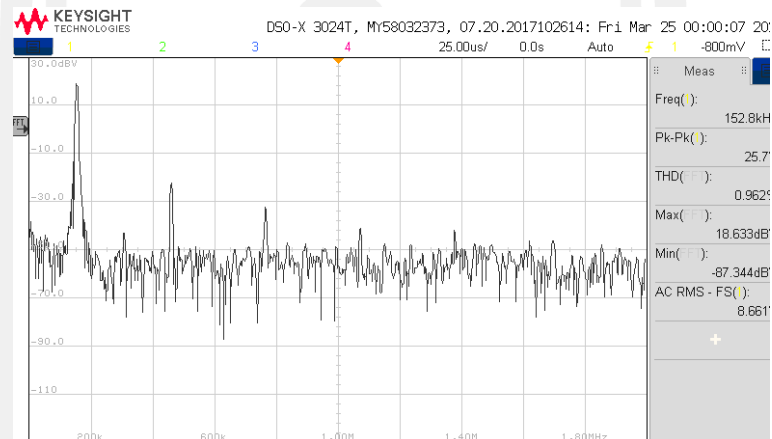
ภาพที่ 46 ความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอจำนวนรอบค่า  
เหนี่ยวนำ L3= 5รอบ



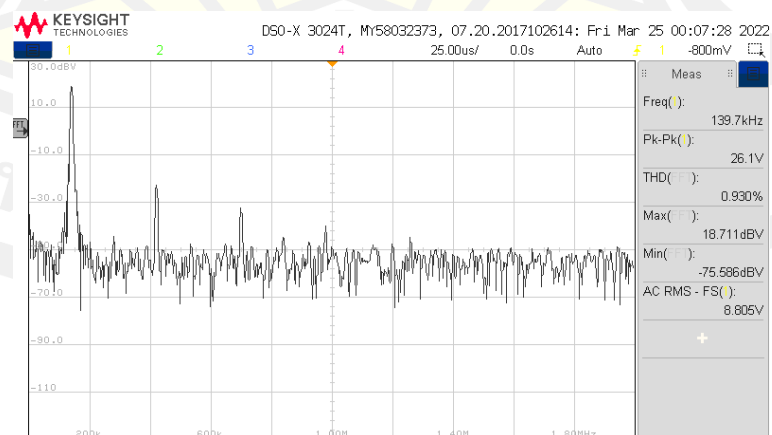
ภาพที่ 47 ความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปริโอจำนวนรอบค่า  
เหนี่ยวนำ L3= 7รอบ



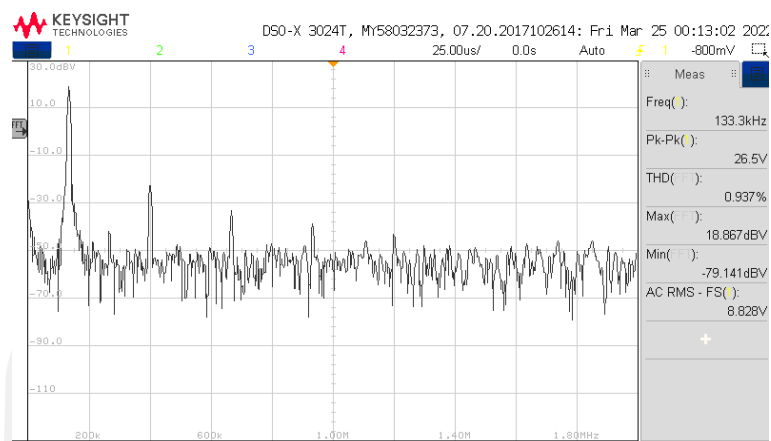
ภาพที่ 48 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปรีโอจำนวนรอบค่า  
เหนี่ยวนำ  $L_3 = 10$  รอบ



ภาพที่ 49 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปรีโอ จำนวนรอบค่า  
เหนี่ยวนำ  $L_3 = 15$  รอบ



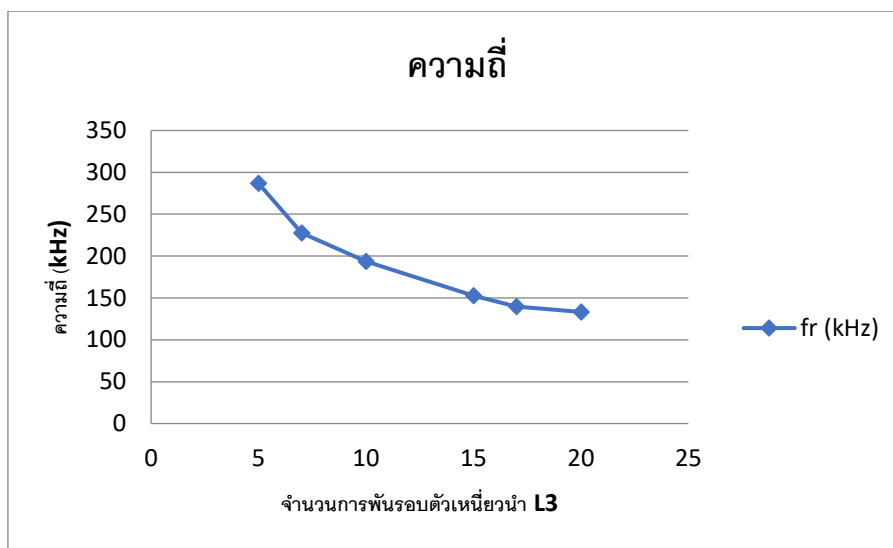
ภาพที่ 50 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปรีโอ จำนวนรอบค่า  
เหนี่ยวนำ  $L_3 = 17$  รอบ



ภาพที่ 51 ความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปรีโอจำนวนรอบค่า  
เหนี่ยวนำ  $L_3 = 20$  รอบ

ตารางที่ 6 ผลการการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิค  
คาปรีโอ

ลำดับที่	VIN (V)	L3 (จำนวนรอบ)	fr (kHz)
1	5.02	5	286.7
2	5.02	7	227.5
3	5.02	10	193.7
4	5.02	15	152.8
5	5.02	17	139.7
6	5.02	20	133.3



ภาพที่ 52 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคาปรีโอ

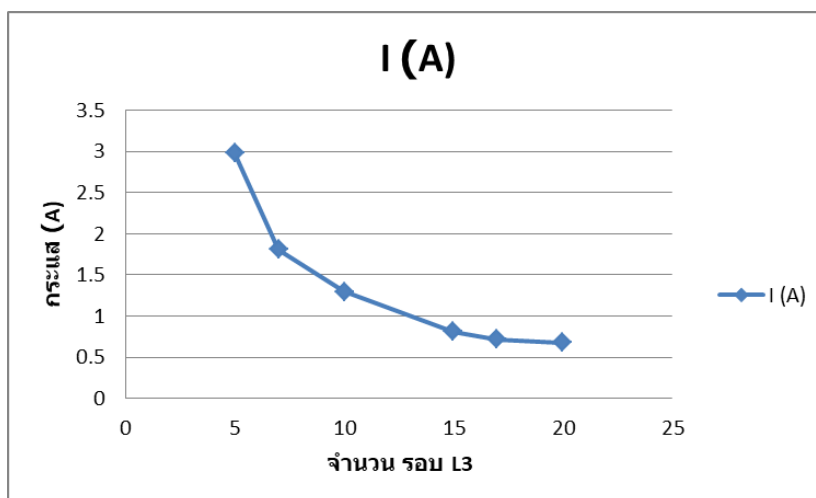
จากตารางที่ 6 แสดงผลตอบสนองต่อความถี่ของความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ด้วยเทคนิคคาปรีโอ ได้ความถี่ 286.7, 227.5, 193.7, 152.8, 139.7, 133.3kHz ที่จำนวนขดลวด L3 เท่ากับ 5,7,10,15, 17, 20 รอบ ตามลำดับ

#### 4.2 การตอบสนองต่อค่ากระแส

จากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรถือเพื่อทดสอบผลตอบสนองต่อค่ากระแสของวงจรถูกจากการทดลองจริง ใช้มอสเฟสชนิด N channel ของไอซีเบอร์ IRFP064N จำนวน 2 ตัว และกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีค่าเท่ากับ  $\pm 5V$ , ตัวเก็บประจุ  $C = 0.3 \mu F$  ขนาดกัน 2 ตัว โดยทำการเปลี่ยนเฉพาะค่าตัวเหนี่ยวนำ L3 จะได้ค่ากระแสตามตารางที่ 7

ตารางที่ 7 ผลการการตอบสนองกระแสของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี

ลำดับที่	VIN (V)	L3 (จำนวนรอบ)	I (A)
1	5.02	5	2.98
2	5.02	7	1.806
3	5.02	10	1.294
4	5.02	15	0.808
5	5.02	17	0.719
6	5.02	20	0.676

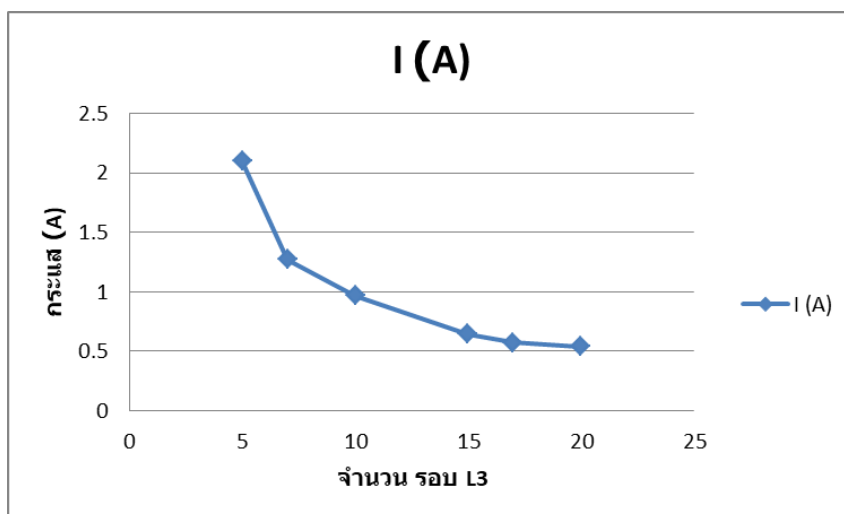


ภาพที่ 53 แสดงผลตอบสนองต่อค่ากระแสของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ได้ความ  
ค่ากระแส 2.98, 1.806, 1.294, 0.808, 0.719, 0.676 A ที่จำนวนขดลวด L3 5,7,10,15, 17, 20  
ตามลำดับ

จากวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซี ด้วยเทคนิคคาปริโอ ผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเพื่อทดสอบผลตอบสนองต่อความค่ากระแสของวงจร จากการทดลองจริง ใช้มอสเฟสชนิด N channel ของไอซีเบอร์ IRFP064N จำนวน 2 ตัว และมอสเฟสชนิด P channel ของไอซีเบอร์ IRFP9140 จำนวน 2 ตัว และกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงมีค่าเท่ากับ  $\pm 5V$ , ตัวเก็บประจุ  $C = 0.3 \mu F$  ขนาดกัน 2 ตัว โดยทำการเปลี่ยนเฉพาะค่าตัวเหนี่ยวนำ L3 จะได้ค่ากระแสตามตารางที่ 8

ตารางที่ 8 ผลการการตอบสนองกระแสของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีด้วยเทคนิคคา  
ปริโอ

ลำดับที่	VIN (V)	L3 (จำนวนรอบ)	I (A)
1	5.02	5	2.098
2	5.02	7	1.273
3	5.02	10	0.967
4	5.02	15	0.645
5	5.02	17	0.572
6	5.02	20	0.54



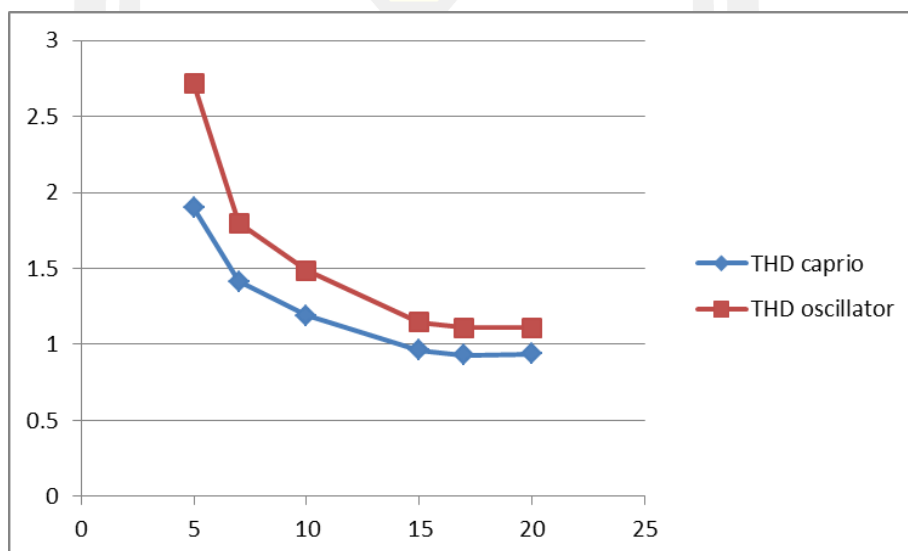
ภาพที่ 54 แสดงผลตอบสนองต่อความกระแสวิงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ LC ด้วยเทคนิคคาปริโอ ได้ความถี่ 2.098 , 1.273 , 0.967, 0.645 , 0.572 , 0.540 A ที่จำนวนขดลวด L3 เท่ากับ 5,7,10,15, 17, 20 รอบ ตามลำดับ

#### 4.3 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณ

แสดงผลการเปรียบเทียบของสองเส้น ค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) ของสองวงจรถือว่าหนึ่ง วงจรแบบเดิม(วงจรรอสซิลเลเตอร์) ประกอบด้วย มอสเฟสเบอร์ IRFP064N จำนวน 2 ตัว และ สอง วงจรที่ปรับปรุงด้วย Caprio's Quad (วงจรรอสซิลเลเตอร์โดยใช้เทคนิคคาปริโอ) ที่แสดงไว้ในภาพประกอบ 4.9 ทั้งสองวงจรถือว่า  $V_{in} = 5.02$  V และ ค่าตัวเก็บประจุ  $C = 0.3 \mu\text{F}$  ต่อขนานกัน 2 ตัว เท่ากัน ซึ่งฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนค่าเหนี่ยวนำ L3 ซึ่งจะมีจำนวนรอบ 5,7,10,15,17,20 รอบ ผลลัพธ์ที่ได้แสดงถึงการลดลงของขนาดฮาร์โมนิกที่ 2 3 4 และได้ค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) ลดลงจาก วงจรเดิมตามตารางที่ 4.5

ตารางที่ 9 การเปรียบเทียบเส้นสเปกตรัมฮาร์โมนิกของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้เทคนิคคาปรีโอ

ลำดับที่	VIN (V)	L3 (จำนวนรอบ)	THD caprio	THD oscillator	% ลดลง
1	5.02	5	1.898	2.716	30.1
2	5.02	7	1.415	1.798	21.30
3	5.02	10	1.188	1.486	20.05
4	5.02	15	0.962	1.144	15.91
5	5.02	17	0.930	1.108	16.06
6	5.02	20	0.937	1.108	15.43



ภาพที่ 55 การเปรียบเทียบเส้นสเปกตรัมฮาร์โมนิกของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้เทคนิคคาปรีโอ

และผลการวิเคราะห์ค่าความผิดเพี้ยนรวม (THD)จากการทดลองวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้เทคนิคคาปรีโอ ตามตารางที่ 2 พบว่า ค่า L3 จำนวน 5 รอบ เป็นค่าที่ดีที่สุด ค่า THD ลดลงจาก 2.716 เป็น 1.898 คิดเป็น 30.1 %



## บทที่ 5

### สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผล

จากการศึกษาการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีโดยใช้เทคนิคคาปริโอเป็นวงจรที่มีความสมมาตร โดยศึกษาเฉพาะค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกส์เพียงอย่างเดียว จะเห็นได้ว่าค่าตัวเหนี่ยวนำ L3 จำนวนรอบที่พันจำนวนรอบที่มีค่าน้อย ค่าความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกลดลงมากกว่าค่าตัวเหนี่ยวนำ L3 ที่มีจำนวนรอบมาก ผลลัพธ์จากการทดลองแบบวงจรจริง ได้ค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) ค่าที่ดีที่สุดจากการศึกษานี้ คือค่าจำนวนขดลวดตัวเหนี่ยวนำ L3 เท่ากับ 5 รอบ ลดลงจาก 2.716 % เป็น 1.898 %

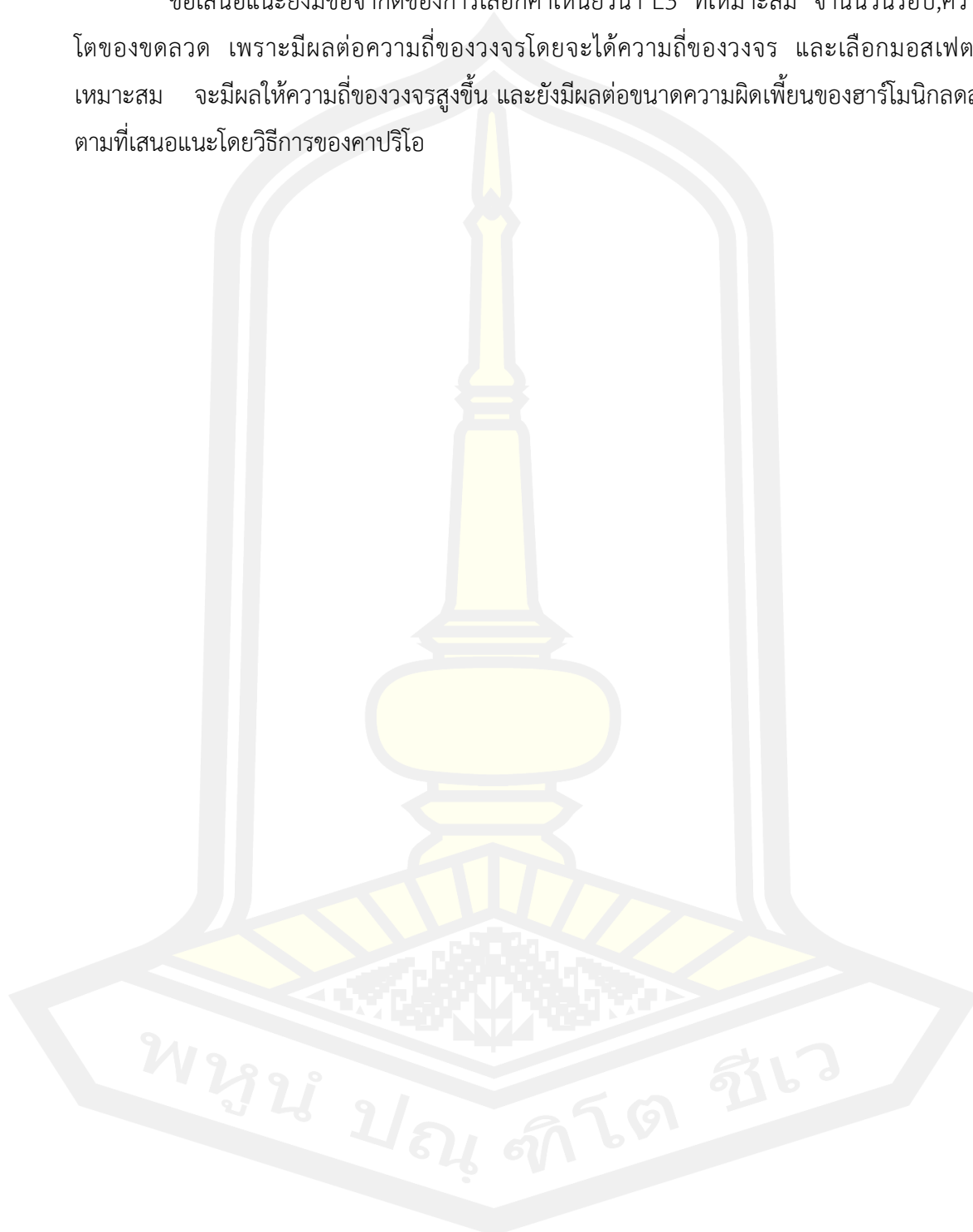
#### 5.2 อภิปรายผล

จากการทดลอง หาค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) หาค่าของวงจรได้จากปรับจำนวนรอบ L3 กำหนดค่าตัวเก็บประจุ C มีค่าคงที่ เท่ากับ 0.3  $\mu\text{F}$  จะเห็นว่าจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับจำนวนรอบ L3

ตารางที่ 4.5 แสดงผลการเปรียบเทียบการทดลองของค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortions: THD) ของสองวงจร คือ หนึ่ง วงจรแบบเดิม(วงจร LC ออสซิลเลเตอร์) แสดงไว้ในภาพประกอบ 4.1 ประกอบด้วยมอสเฟส เบอร์ IRFP064N จำนวน 2 ตัว และ สอง วงจรที่ปรับปรุงด้วย Caprio's Quad ประกอบด้วยมอสเฟส เบอร์ IRFP064N จำนวน 2 ตัว และ มอสเฟสเบอร์ IRFP9140 จำนวน 2 ตัว เป็น Caprio's Quad ทั้งสองวงจรมีค่าแรงดัน  $V_{in} = 5.02$  V และค่าตัวเก็บประจุ  $C = 0.3 \mu\text{F}$  2 ตัวขนานกัน โดยทำเปลี่ยนเฉพาะค่าตัวเหนี่ยวนำ L3 ผลลัพธ์ที่ได้ คือจำนวนรอบ L3 ต่ำ ความถี่ที่ได้จะมีค่าสูง ค่าเพี้ยนของฮาร์โมนิกรวม มีค่าลดลง ซึ่งการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบแอลซีโดยใช้เทคนิคคาปริโอ จำนวนรอบ L3 มี 5 รอบ, 7 รอบ, 10 รอบ, 15 รอบ, 17 รอบ, 20 รอบ ได้ค่าความถี่ 286.7 kHz, 227.5 kHz, 193.7 kHz, 152.8kHz, 139.7 kHz และ 133.3 kHz ค่าที่ดีที่สุดจากการศึกษานี้ คือค่าจำนวนขดลวดตัวเหนี่ยวนำ L3 เท่ากับ 5 รอบ ลดลงจาก 2.716 % เป็น 1.898 %

### 5.3 ข้อเสนอแนะ

ข้อเสนอแนะยังมีข้อจำกัดของการเลือกค่าเหนี่ยวนำ L3 ที่เหมาะสม จำนวนรอบ, ความโตของขดลวด เพราะมีผลต่อความถี่ของวงจรโดยจะได้ความถี่ของวงจร และเลือกมอสเฟตที่เหมาะสม จะมีผลให้ความถี่ของวงจรสูงขึ้น และยังมีผลต่อขนาดความผิดเพี้ยนของฮาร์โมนิกลดลงตามที่เสนอแนะโดยวิธีการของคาปริโอ



บรรณานุกรม



กองพล อารีรักษ์; “กำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังด้วยวงจรกรอง กำลังแอก  
ทีฟ”; คณะวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2552.

คมศักดิ์ หาดขุนทด. “การศึกษาความผิดเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของกระแสเอาต์พุตในวงจรเรียง  
กระแสแบบบริดจ์ควบคุมได้ 1 เฟส ร่วมกับตัวเก็บประจุ.” วารสารวิจัยและพัฒนา วไลยอลง  
กรณ์ในพระบรมราชูปถัมภ์, สาขาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี ปีที่ 16 ฉบับที่ 2  
(พฤษภาคม-สิงหาคม พ.ศ.2564) หน้า 117-129

ฉัตรธวัฒน์ ธรรมานายุต, วงจรอิเล็กทรอนิกส์. กรุงเทพฯ: บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน)  
ไชยะ แซ่ม้อย; “คู่มือคุณภาพไฟฟ้า”; ภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะ วิศวกรรมศาสตร์  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย พิมพ์ครั้งที่ 1 ธ.ค. 2554.

ถนอมศักดิ์ วงศ์มีแก้ว. (2559). การใช้เทคนิคคาปริโอสำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสมมูล  
ปรับแต่งด้วยกระแส.วิทยานิพนธ์ปริญญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและ  
คอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม

ตฤณ แสงสุวรรณ ; “คุณภาพไฟฟ้า”; ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์  
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ พิมพ์ครั้งที่ 1 ต.ค. 2556 .

บุญสืบ โพธิ์ศรี, งานไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์เบื้องต้น. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์ศูนย์ส่งเสริมอาชีพ  
,2550

ปริญญา ธรรมวงศ์ , เกียรติ กวีญาณ ; “หลักการกำหนดมาตรฐานฮาร์มอนิกในระบบไฟฟ้า  
กำลังของประเทศไทย”; คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ฉบับที่ 83 ปีที่  
26 มกราคม - มีนาคม 2556

สุดดี จินตปัญญา. (2550) “วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์หลายเฟสแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทาง  
อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอทีเอแบบหลายเอาต์พุต” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สุเมธี พิสิฐเฉลิมพงศ์. (2550) “การสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นซายน์แบบควอดเรอ  
เจอร์และแบบหลายเฟสโดยใช้วงจร CDBA” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สุชาวดี ดันดีศักดิ์. (2550). การตรวจจับฮาร์มอนิกในระบบจำหน่ายโดยใช้ซอฟต์แวร์แม  
ซีน.วิทยานิพนธ์ปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

สุริยา แก้วอาษา ล้ามอน หลวงสะอาด . “การออกแบบตัวกรองฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 แบบพาสซีฟสำหรับโหลดไม่เป็นเชิงเส้น.” การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ 7, ชลบุรี. 27-29 พฤษภาคม 2558, หน้า 754-757

มนตรี สมดุลยภณ, พงษ์สิทธิ์ ล้อมเมตตา และพิพัฒน์ พรหมมี. (2551). วงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์แบบควอดเดนเจอร์รูปแบบกระแส โดยใช้หลักการของอินทิเกรเตอร์ และดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 8(3), 41 - 48.

อดิศร ลีลาสันติธรรม. (2550). Analysis of a High-Frequency Low-Power CMOS Low-Pass-Filter-Based Current-Mirror Sinusoidal Quadrature Oscillator. วารสารวิชาการ มหาวิทยาลัยหอการค้า, 27(3), 305 - 326.

อดิเรก จันทะคุณ. (2557). การสังเคราะห์วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ด้วย ซีซีซีซีทีเอ ที่ควบคุมได้.วิทยานิพนธ์ปริญญาคุชฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม

Alexander Kusko, Marc T. Thompson; “Power Quality in Electrical Systems”; IEEE 2007.

Biolkova V., Bajer J., Biolk D. “Four-phase oscillator employing two active elements”. Radioengineering; 2011; 20[1]: 334-339.

Badrul H. Chowdhur; “Power Quality”; IEEE Potential April-May 2001.

Caprio, R. (1973). Precision Differential Voltage-current Converter. IEE Electronics Letter, 9(6), 147-149.

Cam U., Toker A., Cickoglu O., Kuntman H. “Current-mode high output impedance sinusoidal oscillator conguration employing single FTFN”. Analog Integrated Circuits and Signal Processing; 2000; 24: 231-238.

Choma, Jr. John. (1981). Harmonic and Intermodulation Distortion in Current-feedback Bipolar Transistor Amplifiers. IEEE PROC, 128(5), 264-268

Feucht, D. (1990). Handbook of Analog Circuit Design. New York: Academic Press.

Jaikla W., Siripruchayanun M., Biolk D., Bajer J. “A simple current-mode quadrature oscillator using single CDTA”. Radioengineering; 2008; 17[4]: 33-40.

Jin J., Wang C. “Current-mode Four-phase Quadrature Oscillator using Current Differencing Transconductance Amplifier based First-order Allpass Filter, Rev. Roum”. Sci.Techn. – Électrotechn. et Énerg; 2012; 57[3]: 291-300.

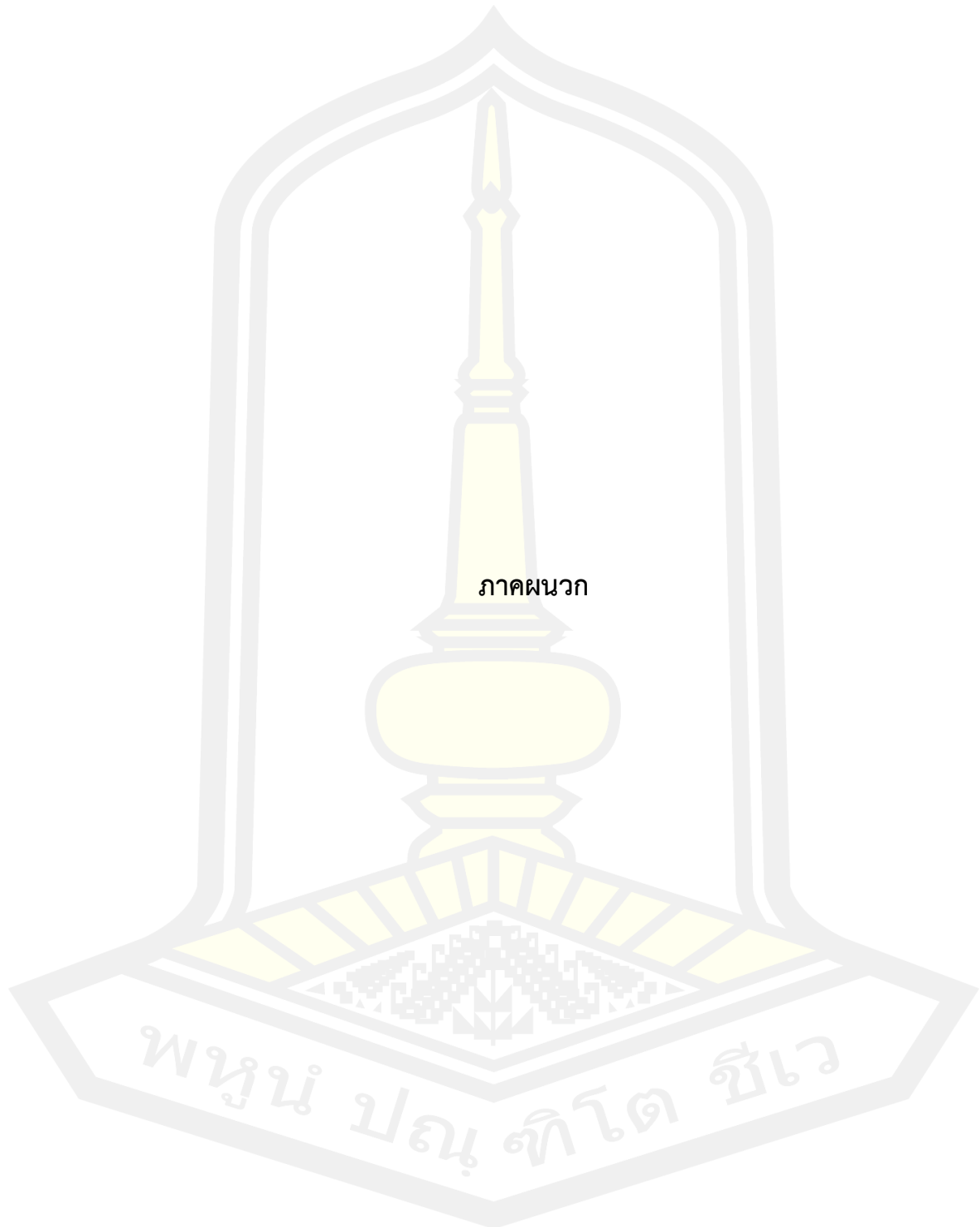
- Pan, H.-Y.M. and Lawrence, E.L. (2007). Highly Linear Bipolar Trans conductor for Broadband High-Frequency Applications with Improved Input Voltage Swing. IEEE Circuits and Systems, 713-716.
- Pan, Hsuan-yu. (2010). SiGe HBT Linear-in-dB High Dynamic Range RF Envelope Detectors and Wideband High Linearity Amplifiers University of California, San Diego.
- Sa-ngiamvibool, W., Srisuchinwong, B. (2007). A 10.7-MHz fully balanced, high-Q, 107-dB-dynamic-range current-tunable bandpass filter. Int. J. Electron. Commun (AEÜ), 61, 307–313.
- Principles for Controlling Harmonics. (June, 10, 2015). [Online]. Available from: <http://electrical-engineering-portal.com/principles-for-controlling-harmonics>. [accessed 12 February 2016].
- R. C. Dugan, M. F. McGranahan.S. Santoso and H. W. Beaty, Electrical Power Systems Quality, 2nd ed., Mcgraw-Hill USA.2000
- Sumaryadi, Harry Gumilang, Achmad Susilo; “Effect of Power System Harmonic onDegradation process of Tranformer Insulation System”; IEEE 2009.
- Srisuchinwong, B. (1998). A Fully-Balanced Wide-Frequency Current-Tunable Integrator.Thammasat Int. J. Sc. Tech., 3(1), 72-77.
- (2000). A Fully-Balanced Current-Tunable Sinusoidal Quadrature Oscillator.INT. J. Electronics., 87(5), 547-556.
- Šotner R., Hrubos Z., Slezak J., Dostal T. “Simply Adjustable Sinusoidal Oscillator Based on Negative Three-Port Current Conveyors”. Radioengineering ; 2010; 19[3]: 446-453.
- Tangsirat W., Prasertsom D., Piyatat T., Surakamponorn W. “Single-resistance controlled quadrature oscillator using current differencing buffered amplifiers”. International Journal of Electronics; 2008: 1-8.
- Thomas,S & Jih-sheng Lai.(1998) IEEE and International Harmonic Standards Impact on Power Electronic Equipment Design. IEEE IECON, New Orleans, LA (pp.430-436).

Visocchi, P., Taylor, J. and Betts, A. (1992). Fully Balanced Tunable GaAs MESFET OTA-C Integrator Suitable for High Precision Filtering Applications. Electronics Letters, 28(6), 537-539.

----- (1992). Novel Tunable GaAs MESFET OTA-C Integrator Suitable for High Precision Filtering Applications. Circuits and Systems, 1, 212-215

Wambacq, P. and Sansen, W. (1998). Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits Netherland: Kluwer Academic Publishers.



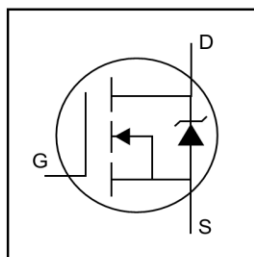


ภาคผนวก

พหุมนุ ปรณุ ทิโต ชีเว



- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$$V_{DSS} = 55V$$

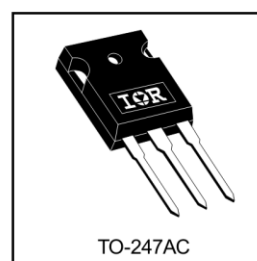
$$R_{DS(on)} = 0.008\Omega$$

$$I_D = 110A\text{⑥}$$

### Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



TO-247AC

### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	110⑥	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS}$ @ 10V	80⑥	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①⑤	390	
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	200	W
	Linear Derating Factor	1.3	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy②⑤	480	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current①	59	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy①	20	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③⑤	5.0	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

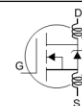
### Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.75	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

## IRFP064N

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.057	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D = 1\text{mA}$ ⑤
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.008	$\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 59A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu\text{A}$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	42	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 59A$ ⑤
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu\text{A}$	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	170	nC	$I_D = 59A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	32		$V_{DS} = 44V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	74		$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 6 and 13 ④ ⑤
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD} = 28V$
$t_r$	Rise Time	—	100	—		$I_D = 59A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	43	—		$R_G = 2.5\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	70	—		$R_D = 0.39\Omega$ , See Fig. 10 ④ ⑤
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	13	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	4000	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	1300	—		$V_{DS} = 25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	480	—		$f = 1.0\text{MHz}$ , See Fig. 5 ⑤



## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	110 ⑥		MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	390		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 59A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	110	170	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 59A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	450	680	nC	$di/dt = 100A/\mu\text{s}$ ④ ⑤

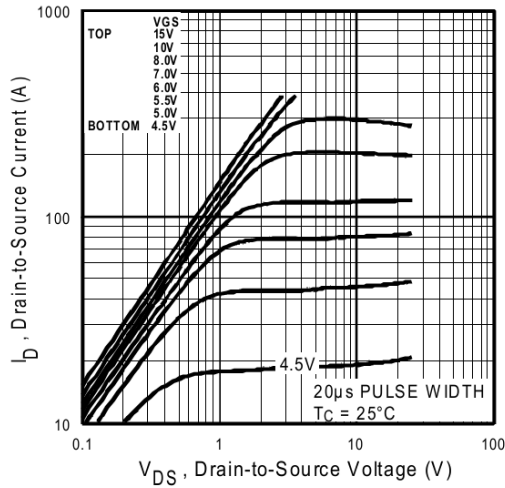
## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 11 )
- ②  $V_{DD} = 25V$ , starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 190\mu\text{H}$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 59A$ . (See Figure 12)
- ③  $I_{SD} \leq 59A$ ,  $di/dt \leq 290A/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$

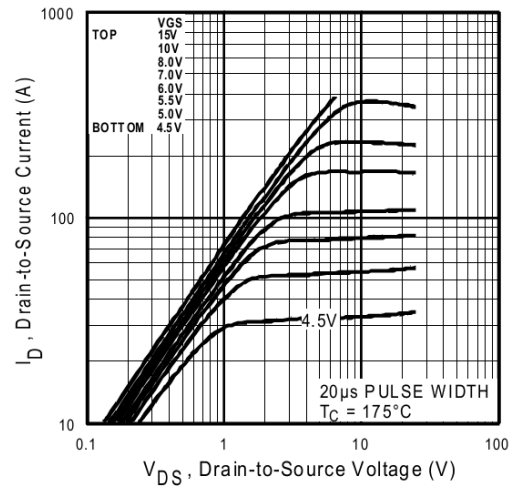
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu\text{s}$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

- ⑤ Uses IRF3205 data and test conditions

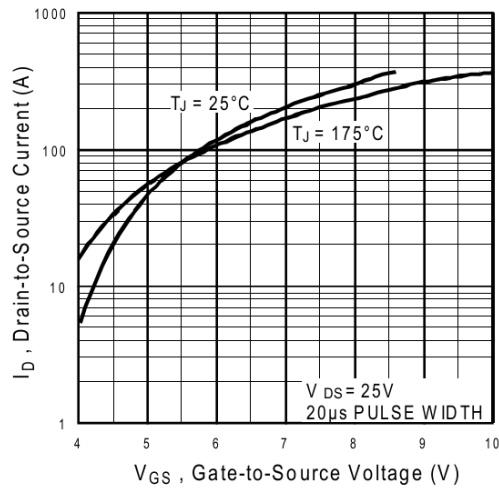
- ⑥ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature; for recommended current-handling of the package refer to Design Tip # 93-4



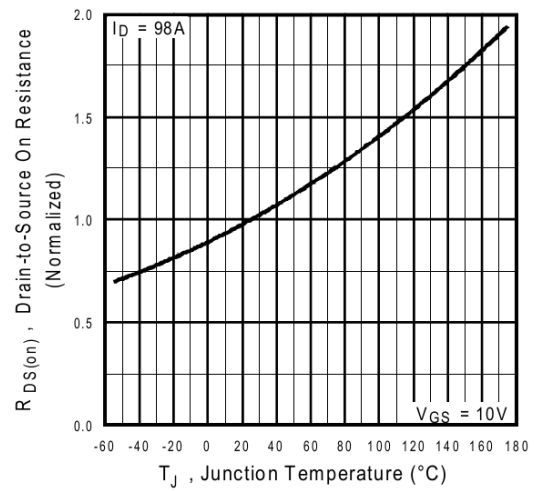
**Fig 1.** Typical Output Characteristics



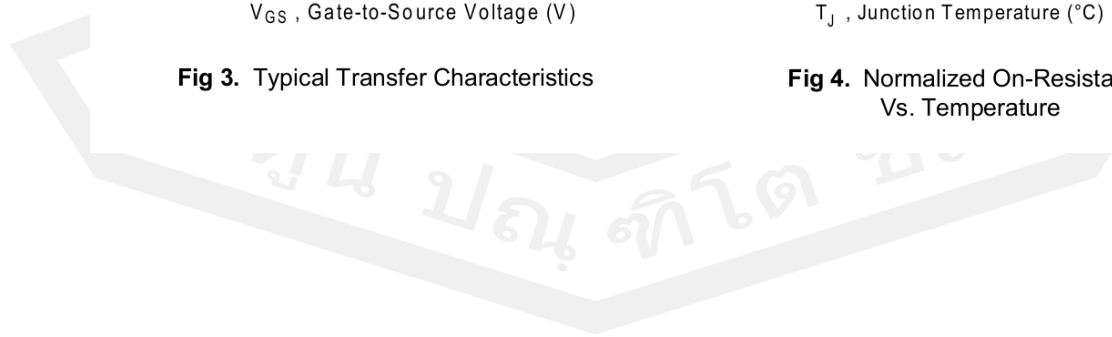
**Fig 2.** Typical Output Characteristics



**Fig 3.** Typical Transfer Characteristics

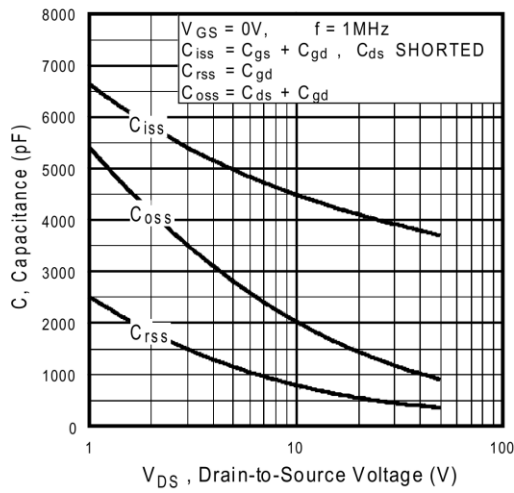


**Fig 4.** Normalized On-Resistance Vs. Temperature

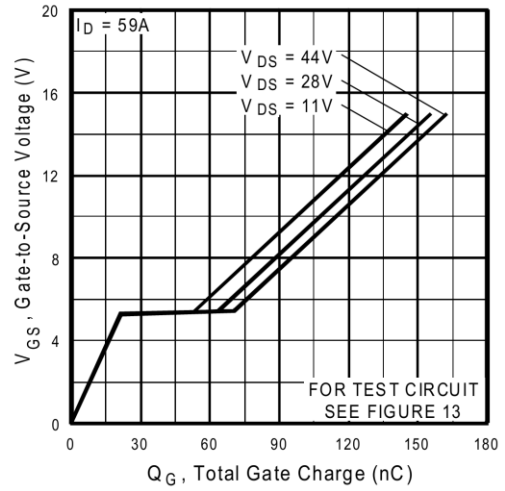


# IRFP064N

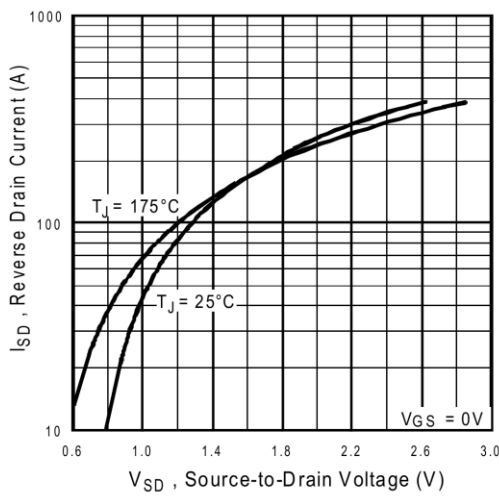
International  
**IOR** Rectifier



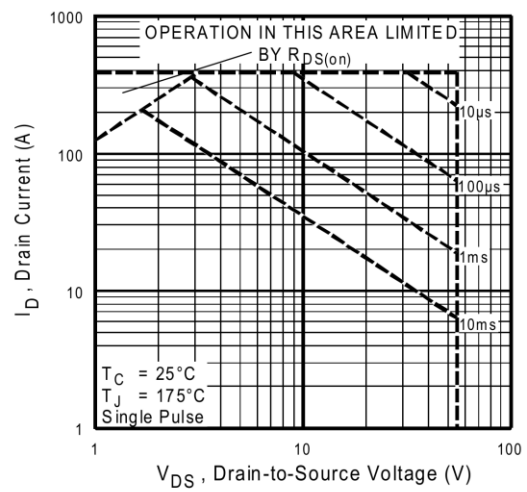
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



**Fig 6.** Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

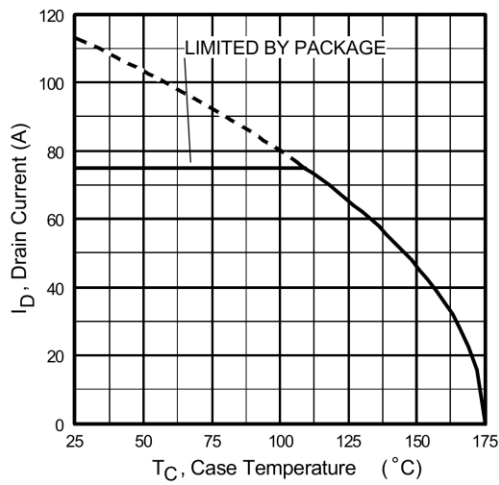


**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

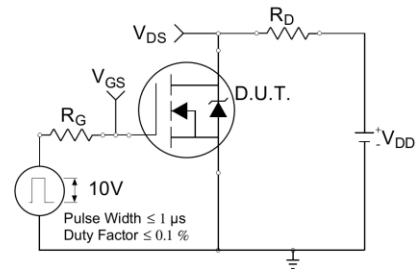


**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area

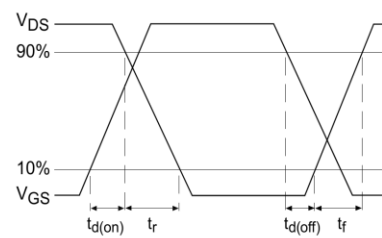
มณฑลสุโขทัย



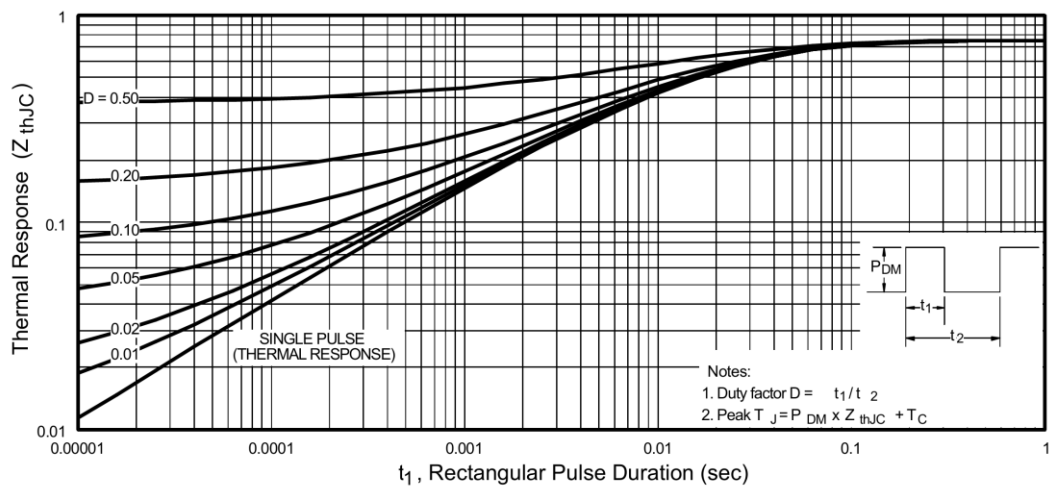
**Fig 9.** Maximum Drain Current Vs. Case Temperature



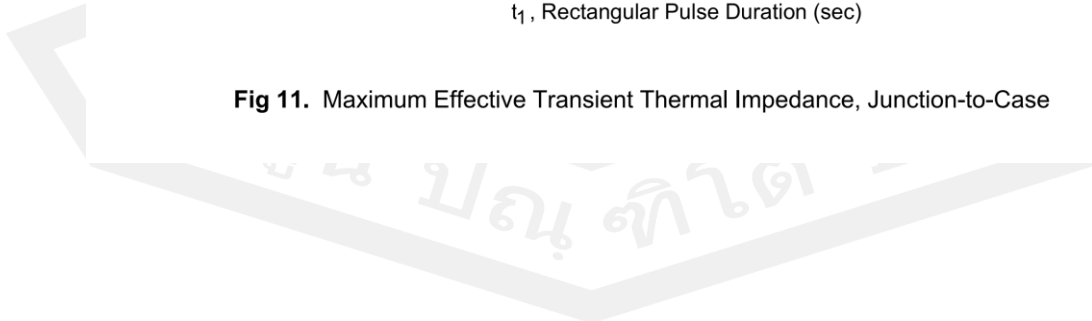
**Fig 10a.** Switching Time Test Circuit



**Fig 10b.** Switching Time Waveforms

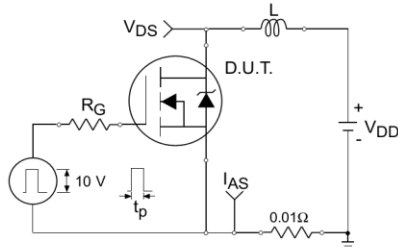


**Fig 11.** Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

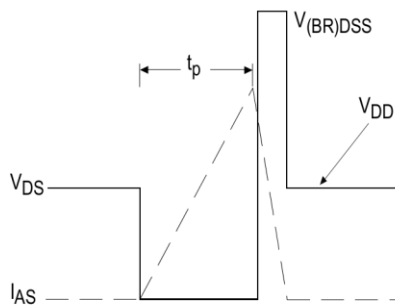


# IRFP064N

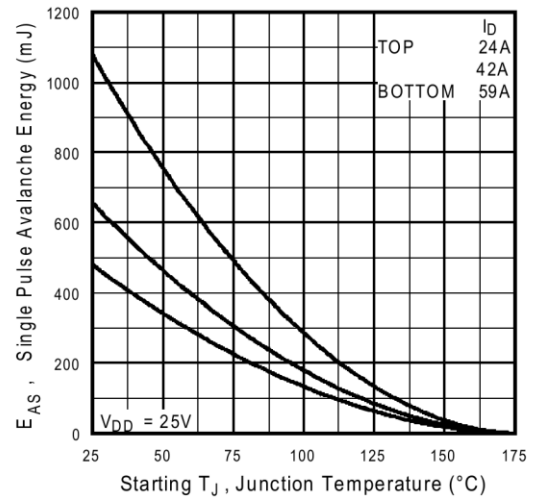
International  
**IR** Rectifier



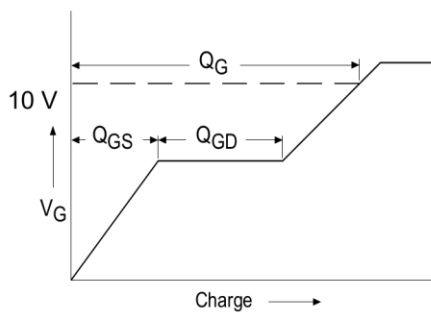
**Fig 12a.** Unclamped Inductive Test Circuit



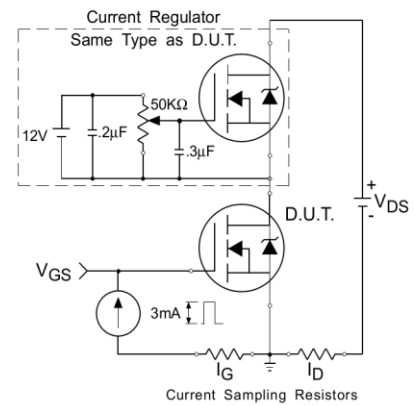
**Fig 12b.** Unclamped Inductive Waveforms



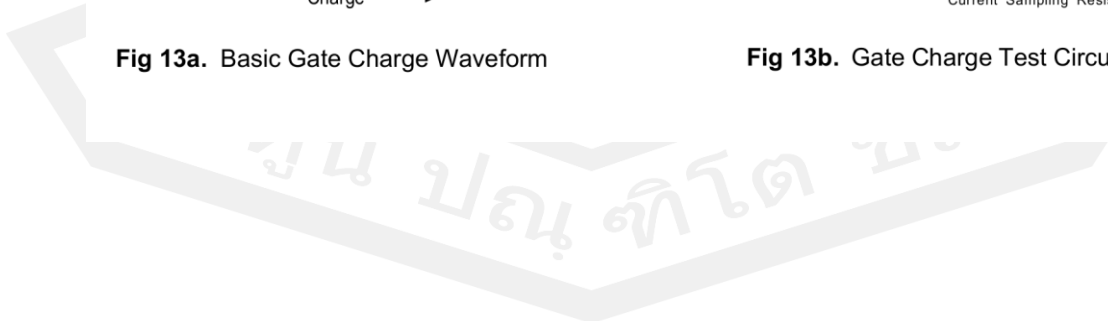
**Fig 12c.** Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current



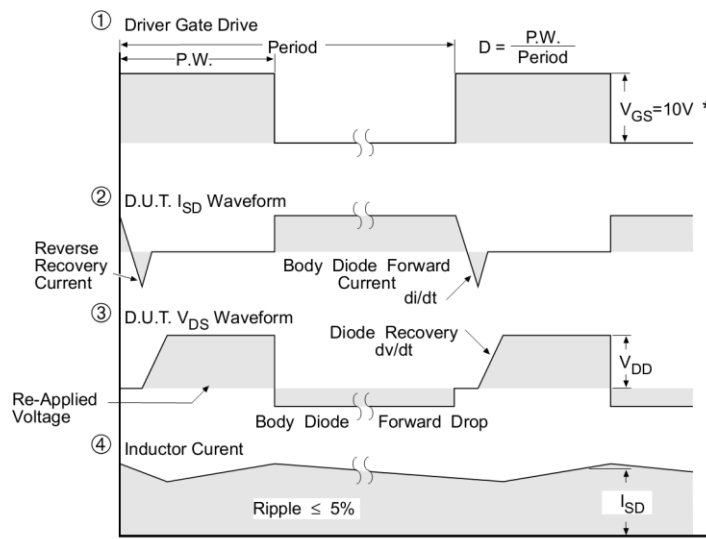
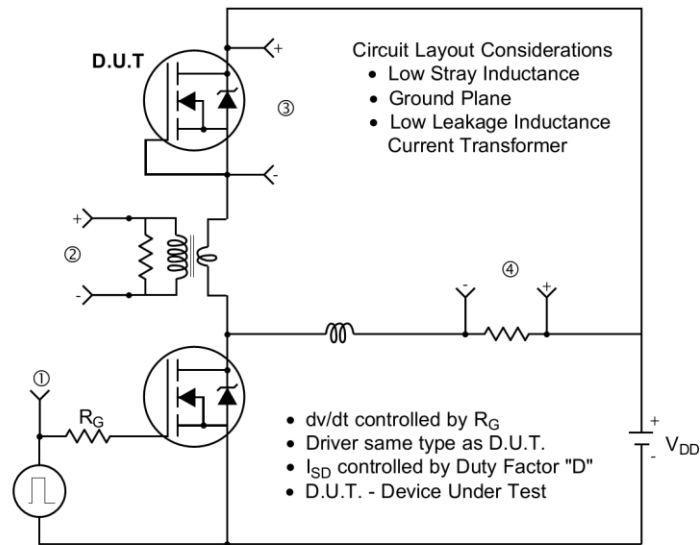
**Fig 13a.** Basic Gate Charge Waveform



**Fig 13b.** Gate Charge Test Circuit



**Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit**



\*  $V_{GS} = 5V$  for Logic Level Devices

**Fig 14.** For N-Channel HEXFETS

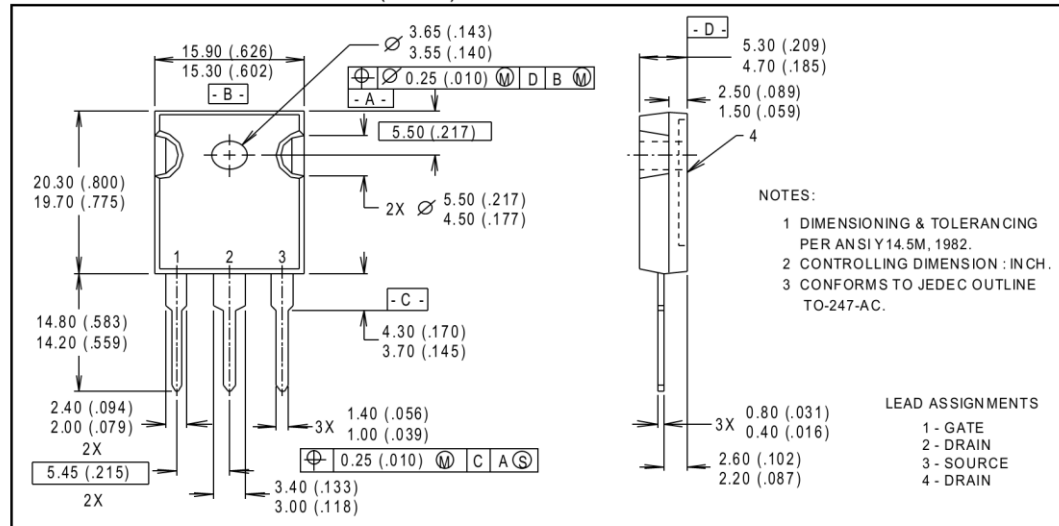
# IRFP064N

International  
**IR** Rectifier

## Package Outline

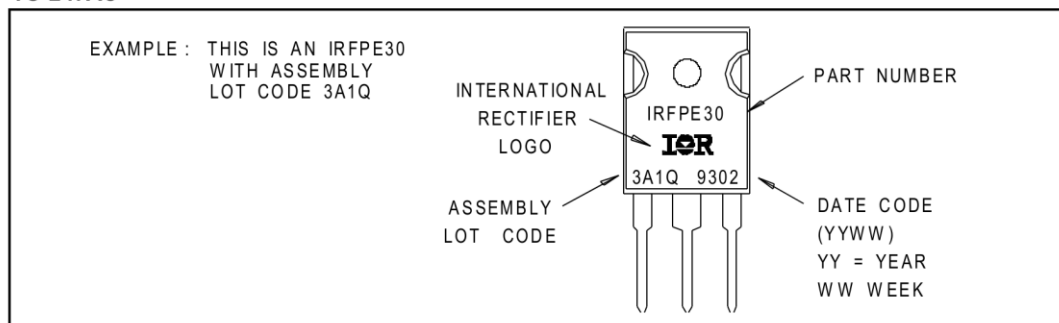
### TO-247AC Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



## Part Marking Information

### TO-247AC



International  
**IR** Rectifier

**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331  
**EUROPEAN HEADQUARTERS:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020  
**IR CANADA:** 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897  
**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590  
**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111  
**IR FAR EAST:** K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086  
**IR SOUTHEAST ASIA:** 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371  
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 8/97

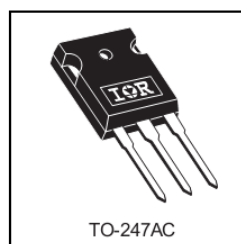
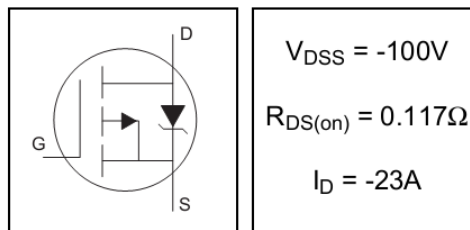


- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- P-Channel
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

### Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10\text{V}$	-23	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ -10\text{V}$	-16	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①⑤	-76	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	140	W
	Linear Derating Factor	0.91	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy②⑤	430	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current①	-11	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy①	14	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③⑤	-5.0	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

### Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.1	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	40	

## IRFP9140N

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

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.11	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = -1\text{mA}$ ⑤
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.117	$\Omega$	$V_{GS} = -10V, I_D = -13A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	5.3	—	—	S	$V_{DS} = -50V, I_D = 11A$ ⑤
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	$\mu A$	$V_{DS} = -100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	-250		$V_{DS} = -80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	97	nC	$I_D = -11A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	15		$V_{DS} = -80V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	51		$V_{GS} = -10V$ , See Fig. 6 and 13 ④⑤
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	15	—	ns	$V_{DD} = -50V$ $I_D = -11A$ $R_G = 5.1\Omega$ $R_D = 4.2\Omega$ , See Fig. 10 ④⑤
$t_r$	Rise Time	—	67	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	51	—		
$t_f$	Fall Time	—	51	—		
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	13	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = -25V$ $f = 1.0\text{MHz}$ , See Fig. 5⑤
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	400	—		
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	240	—		

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-23	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①⑤	—	—	-76		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	-1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -13A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	150	220	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -11A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	830	1200	$\mu C$	$di/dt = -100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 11 )
- ② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 7.1\text{mH}$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = -11A$ . (See Figure 12)
- ③  $I_{SD} \leq -11A, di/dt \leq -470A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .
- ⑤ Uses IRF9540N data and test conditions

บริษัท

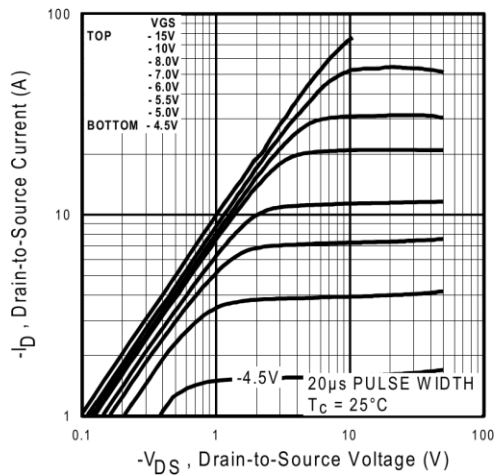


Fig 1. Typical Output Characteristics

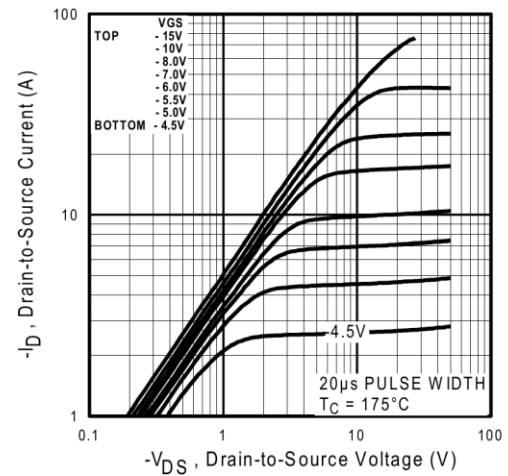


Fig 2. Typical Output Characteristics

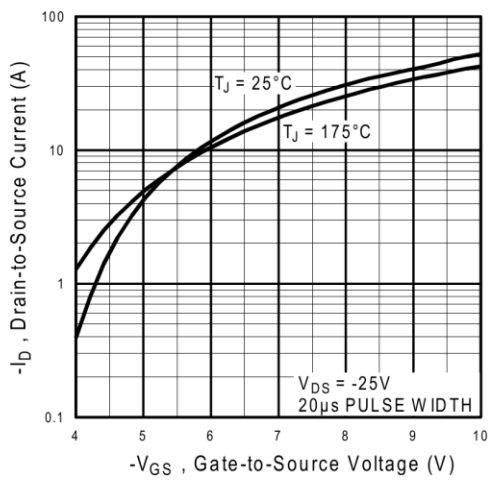


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

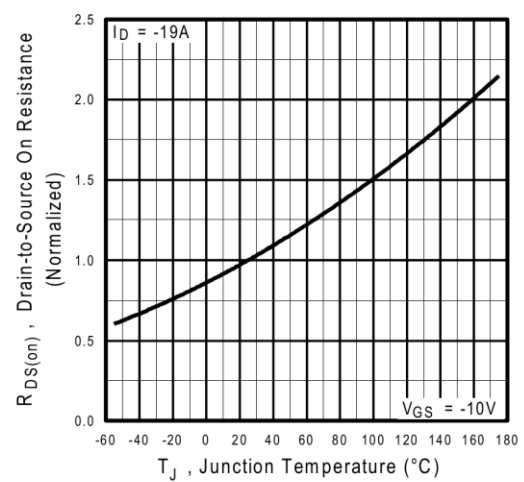
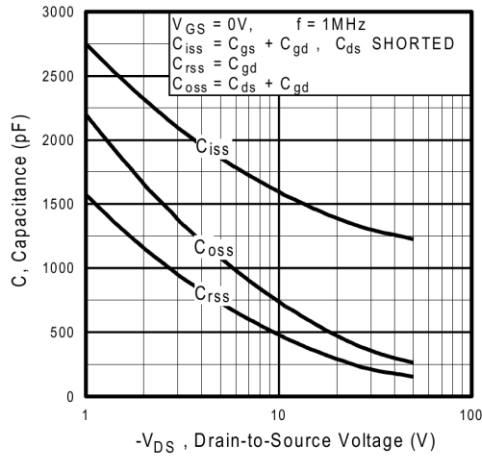


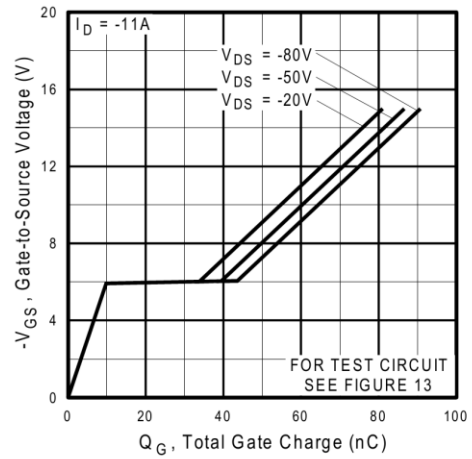
Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

# IRFP9140N

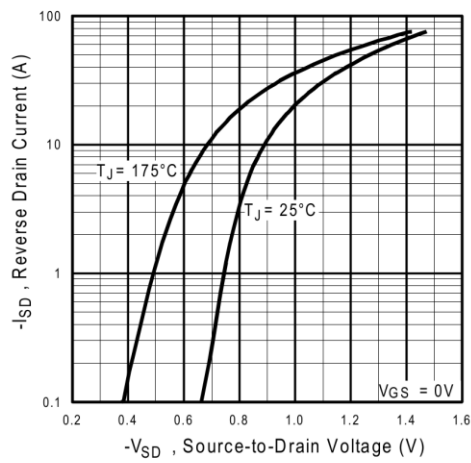
International  
**IOR** Rectifier



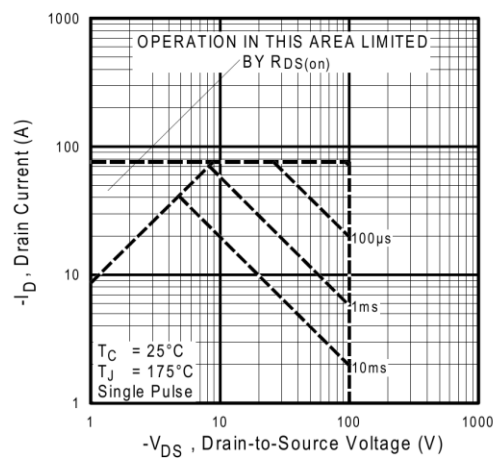
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



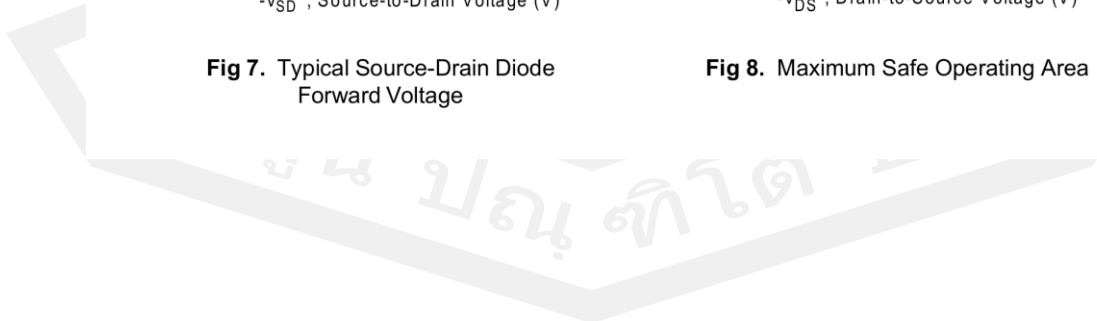
**Fig 6.** Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

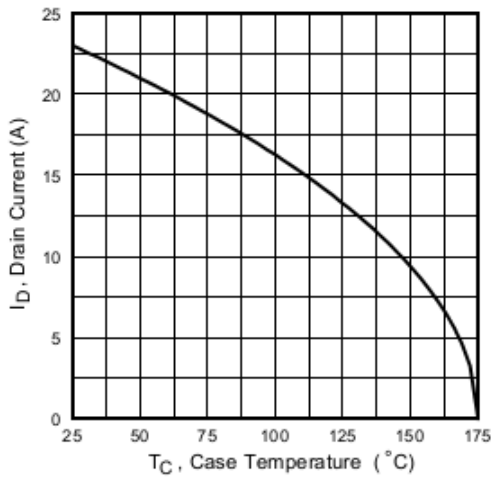


**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

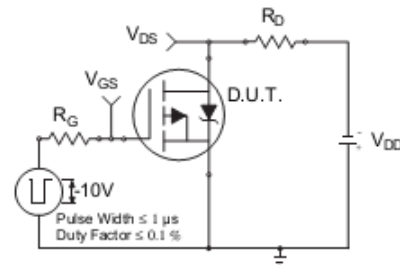


**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area

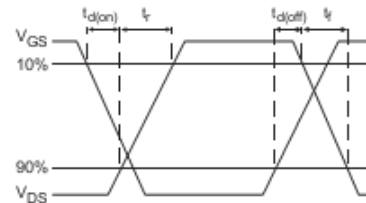




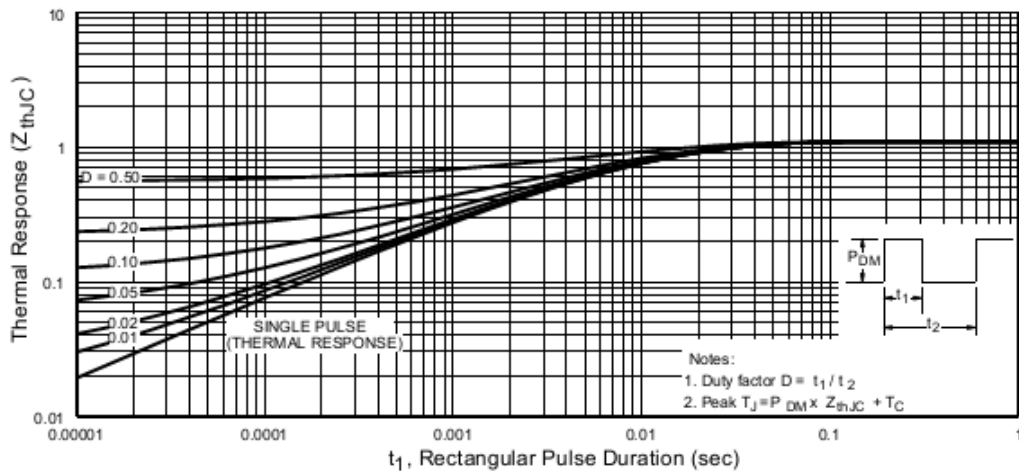
**Fig 9.** Maximum Drain Current Vs. Case Temperature



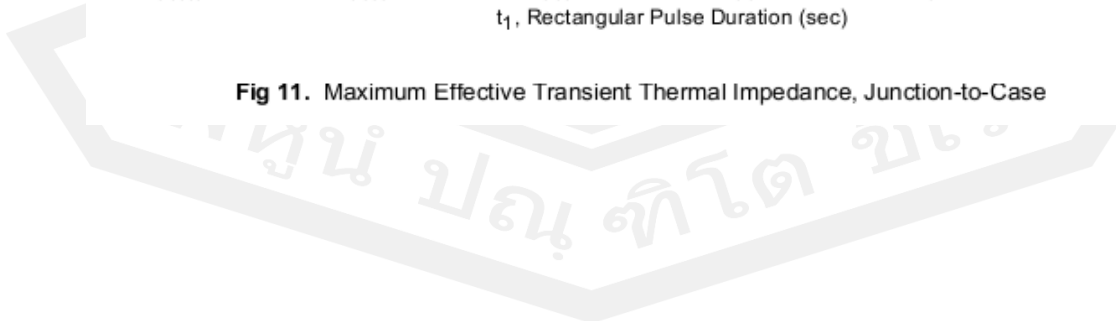
**Fig 10a.** Switching Time Test Circuit



**Fig 10b.** Switching Time Waveforms



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



# IRFP9140N

International  
IGR Rectifier

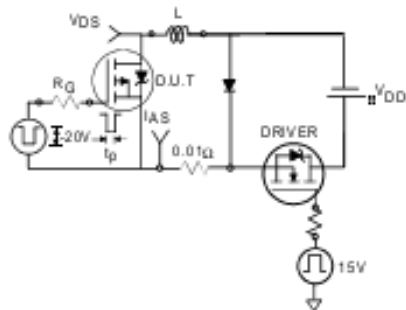


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

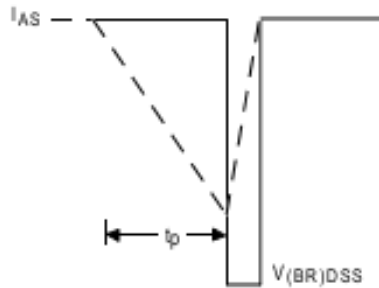


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

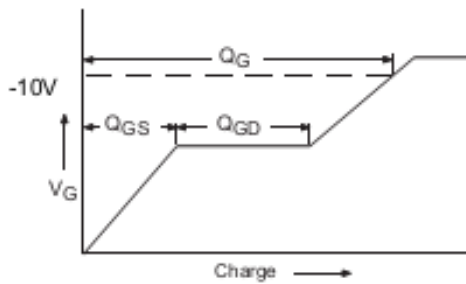


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

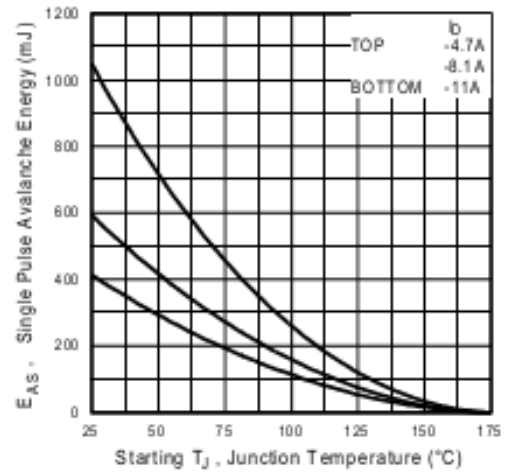


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

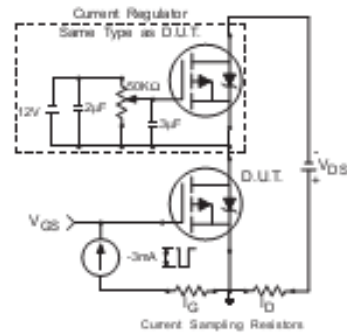
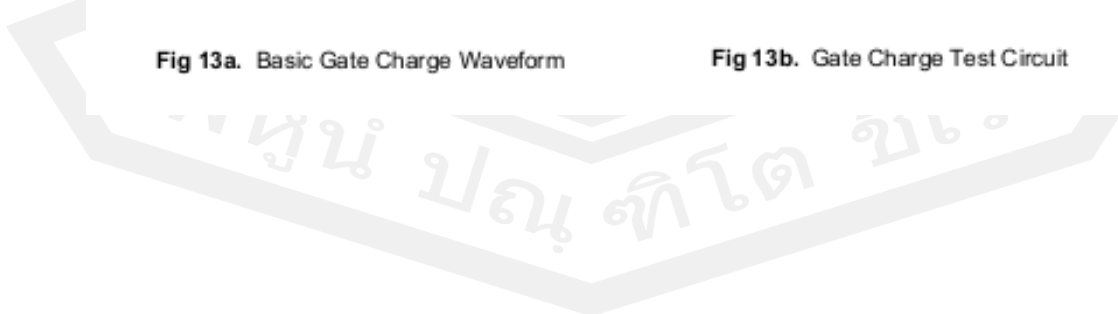
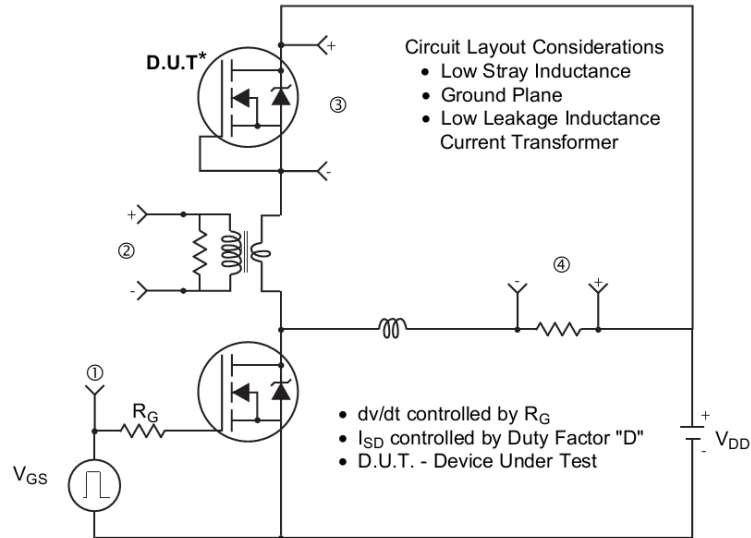


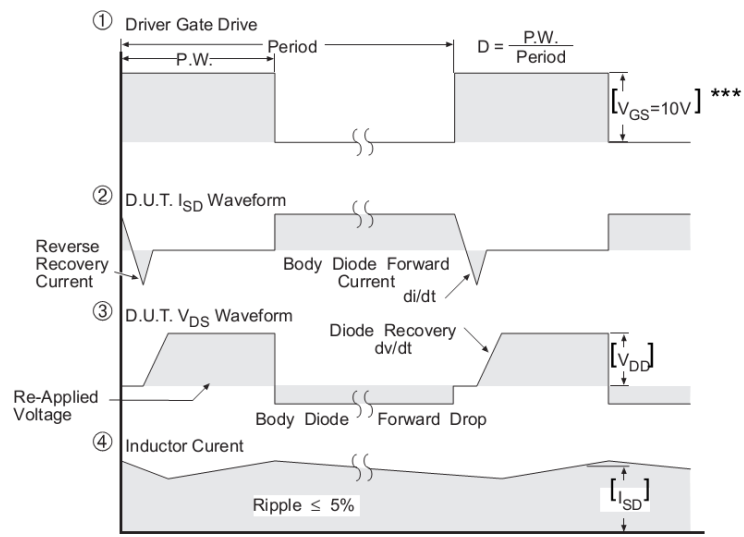
Fig 13b. Gate Charge Test Circuit



**Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit**



\* Reverse Polarity of D.U.T for P-Channel



\*\*\*  $V_{GS} = 5.0V$  for Logic Level and 3V Drive Devices

**Fig 14. For P-Channel HEXFETS**

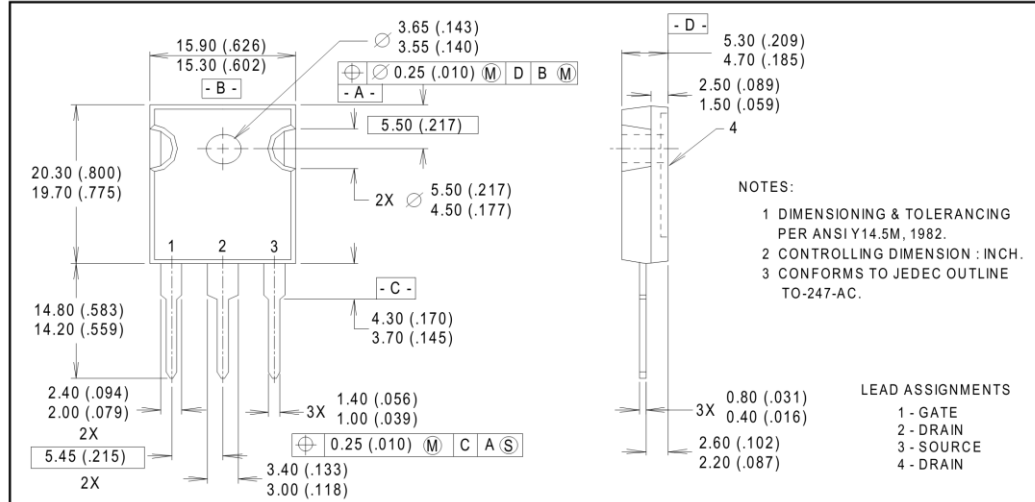
# IRFP9140N

International  
**IR** Rectifier

## Package Outline

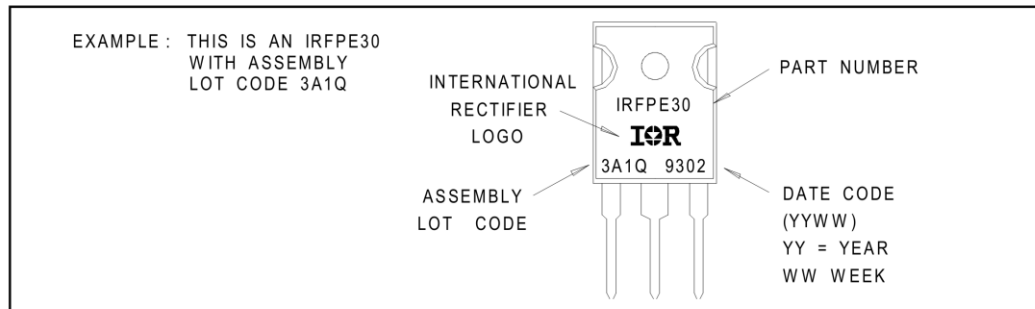
### TO-247AC Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



## Part Marking Information

### TO-247AC



International  
**IR** Rectifier

**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331  
**EUROPEAN HEADQUARTERS:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020  
**IR CANADA:** 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897  
**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590  
**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111  
**IR FAR EAST:** K&H Bldg., 2F, 3-30-4 Nishi-Ikeburo 3-Chome, Toshima-Ki, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086  
**IR SOUTHEAST ASIA:** 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371  
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 3/98

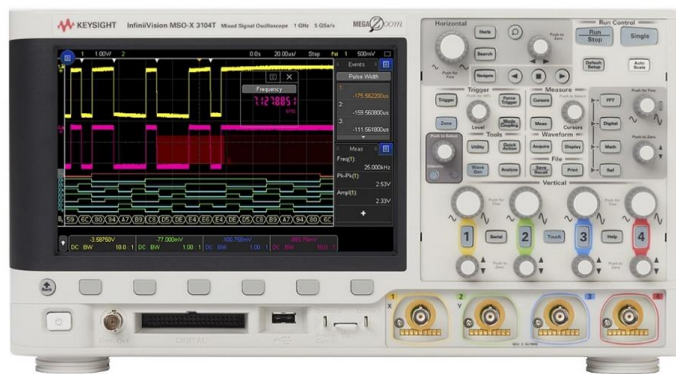




DATA SHEET

# InfiniiVision

## 3000T X-Series Oscilloscopes



Find us at [www.keysight.com](http://www.keysight.com)



Page 1



## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นายเสรษฐสิริ กลางเมือง
วันเกิด	12 พฤษภาคม พ.ศ. 2520
สถานที่เกิด	จังหวัดยโสธร
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	191 หมู่ 9 ถ.แจ้งสนิท ต.เชียงคำ อ.เมือง จ.ยโสธร 35000
ตำแหน่งหน้าที่การงาน	ครูแผนกไฟฟ้ากำลัง
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	วิทยาลัยเทคนิคยโสธร
ประวัติการศึกษา	พ.ศ.2543 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) วิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร พ.ศ.2553 ครุศาสตรมหาบัณฑิต (คอม.) ไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ พ.ศ.2565 ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต (ปร.ด.) วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม

พูน ปณ ทัต ชีเว