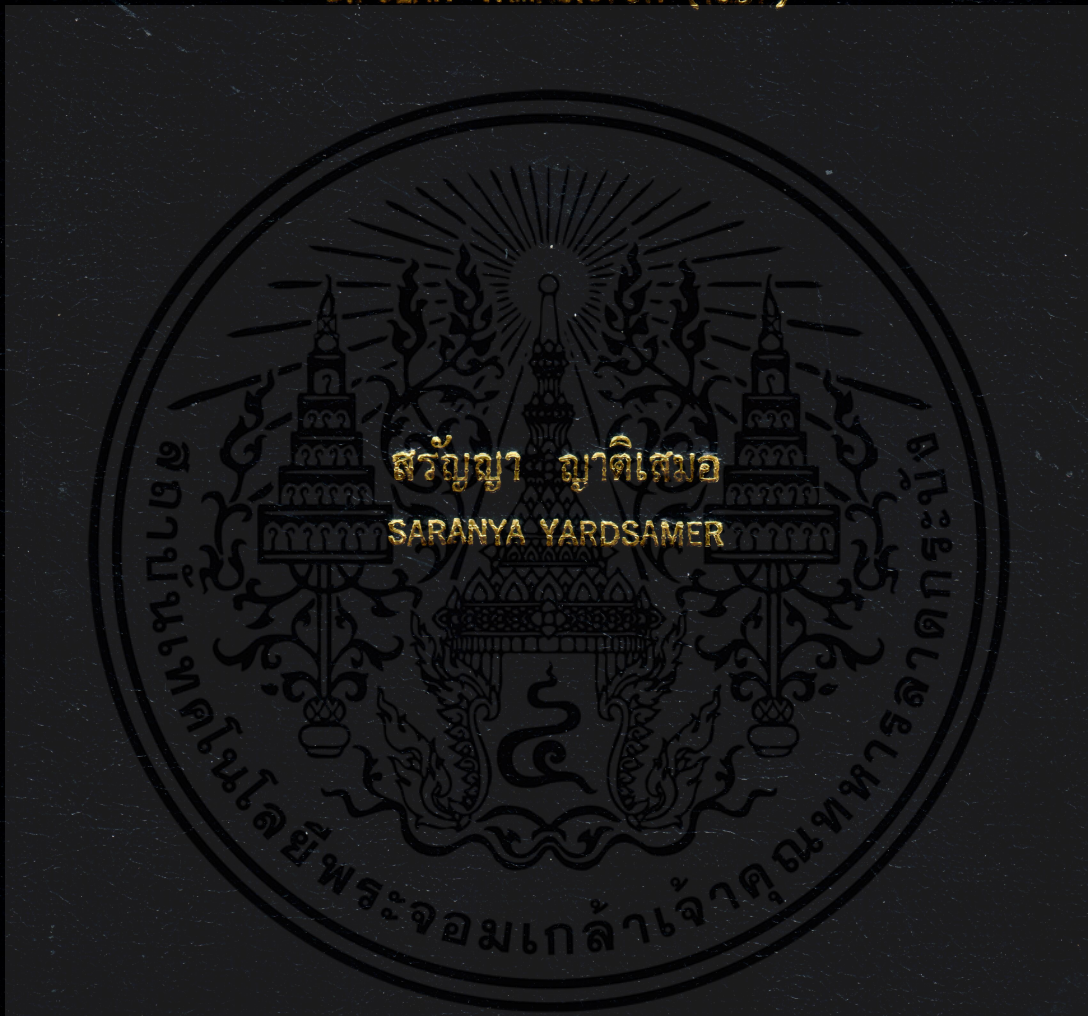


วงจรมมูลกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกตเป็นฉนวน

THE DC EQUIVALENT CIRCUIT OF THE INSULATED GATE
BIPOLAR TRANSISTOR (IGBT)



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-930-3

วงจรสมมูลกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกตเป็นฉนวน

THE DC EQUIVALENT CIRCUIT OF THE INSULATED GATE
BIPOLAR TRANSISTOR (IGBT)



สร้อยญา ญาติเสมอ

SARANYA YARDSAMER

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-930-3

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 38033
วัน, เดือน, ปี 20 พ.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**THE DC EQUIVALENT CIRCUIT OF THE INSULATED GATE BIPOLAR
TRANSISTOR (IGBT)**



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

2000

ISBN 974-622-930-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2000

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจรสมมูลกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นฉนวน
THE DC EQUIVALENT CIRCUIT OF THE INSULATED GATE
BIPOLAR TRANSISTOR (IGBT)
ชื่อนักศึกษา นางสาวสร้อยญา ญาติเสมอ
รหัสประจำตัว 41061122
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.จิรวัดน์ ปานกลาง

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วิสุทธิ	จิตรุ่งเรือง	
รศ.ดร.สมเกียรติ	ศุภเดช	
ผศ.ดร.สมศักดิ์	ชุมช่วย	
อาจารย์สุรศักดิ์	นิยมเจริญ	
ผศ.จิรวัดน์	ปานกลาง	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 10 สิงหาคม 2543 เวลา 12.00-13.00 น.

สถานที่สอบ ห้องสอบวิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ตึก 12 ชั้น 4 ห้อง (E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัคร)

รักษาราชการแทน คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ ๑๕ เดือน สิงหาคม พ.ศ. ๒๕๔๓

หัวข้อวิทยานิพนธ์

วงจรมุมกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็น
ฉนวน

นักศึกษา

นางสาวสรัญญา ญาติเสมอ

รหัสประจำตัว

41061122

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2543

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ.จิรวัดน์ ปานกลาง

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการสังเคราะห์วงจรมุมกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นฉนวน เพื่อให้ผู้ใช้งานแบบจำลอง สามารถกำหนดขนาดทางเรขาคณิตของทรานซิสเตอร์ในการออกแบบระดับเลเอาท์ได้ โดยวงจรมุมดังกล่าว พิจารณาจากทิศทางการไหลของกระแสต่างๆ ในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ เพื่อประกอบเป็นวงจรมุมที่สามารถเข้าใจง่าย และนำผลการทดลองเปรียบเทียบแบบจำลองกับทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานในปัจจุบัน จากนั้นทำการศึกษาค่าตัวแปรที่สำคัญ คือค่าแรงดันขีดเริ่ม (V_T), ค่าความหนาแน่นของอะตอมในเบส (N_{base}), ค่าความหนาแน่นของอะตอมในขั้วอิมิตเตอร์ ($N_{emitter}$), ค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้าง IGBT (β), ค่าทรานคอนดักแตนซ์ (g_m) ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้าง IGBT, ค่าความกว้างของช่องทางเดินกระแส (W) และค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส (L) เพราะปัจจุบันการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรม PSPICE เป็นที่นิยม ซึ่งเป็นโปรแกรมที่ต้องใช้ตัวแปรเพื่อการคำนวณ แต่บริษัทผู้ผลิตไม่เปิดเผยค่าตัวแปรที่ต้องการ ซึ่งอาจทำให้การวิเคราะห์วงจรโดยใช้โปรแกรมมีความผิดพลาดขึ้นได้ จึงทำให้เมื่อทราบตัวแปรต่างๆ ของอุปกรณ์ที่ถูกต้อง จะทำให้การวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรมมีความถูกต้องยิ่งขึ้น

Thesis Title The DC Equivalent Circuit of the Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)
Student Miss Saranya Yardsamer
Student ID. 41061122
Degree Master of Engineering
Programme Electrical Engineering
Year 2000
Thesis Advisor Assist. Prof. Jirawath Parnklang

ABSTRACT

The equivalent circuit synthesis of the insulated gate bipolar transistor (IGBT) which is used for the transistor layout design is analyzed in this thesis. We have analyzed the geometry layout and the cross section of the transistors structure by investigating and learning the current path within the device. In addition of proposing the simplified DC equivalent circuit that is usually required for both device designer and circuit designer, we also have investigated the important parameters for PSPICE program such as threshold voltage (V_T), dopant density in base (N_{base}), dopant density in emitter ($N_{emitter}$), current gain of bipolar in IGBT structure (β), device transconductance parameter (g_m), channel width (W) and channel length (L) of IGBT. These parameters can be utilized by a circuit simulate package such as SPICE when the provision of the device manufacturer does not reveal.

กิตติกรรมประกาศ

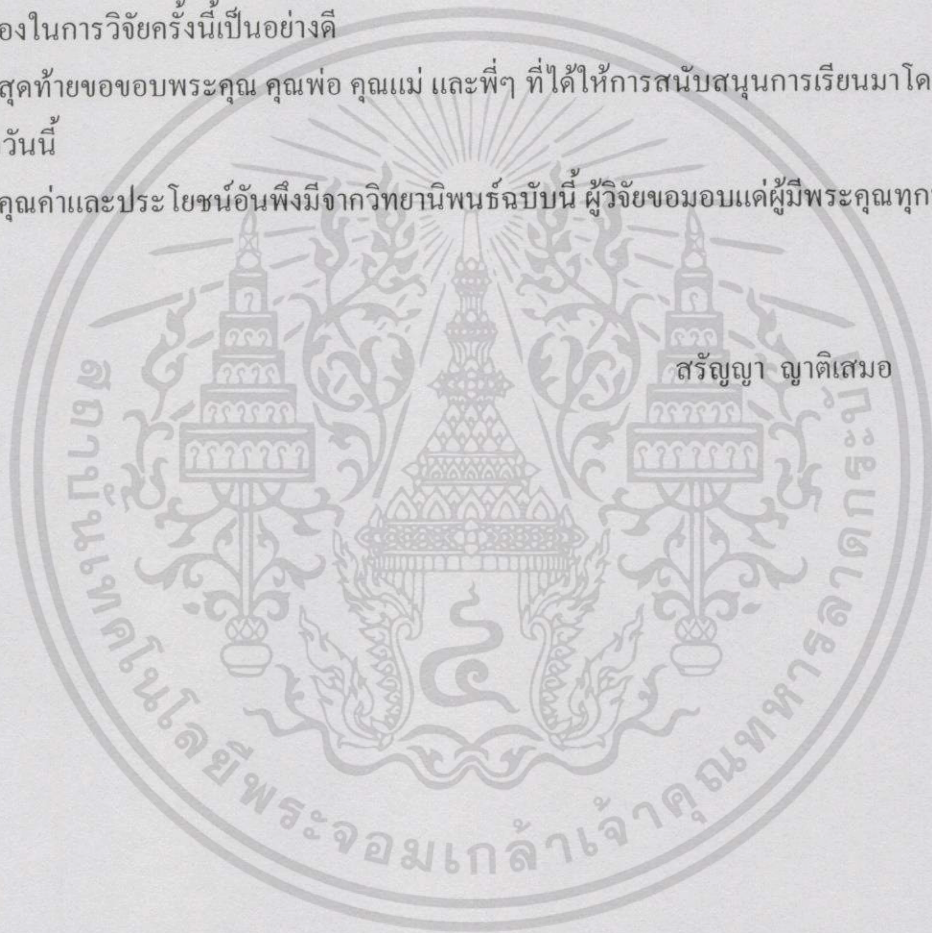
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ. จีรวัดน์ ปานกลาง ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา ผู้วิจัยขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทวิชา เพื่อเป็นความรู้ในการวิจัย

ขอขอบพระคุณพี่ๆ น้องๆ ณ ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ที่ได้ให้ความช่วยเหลือทางด้านเครื่องมือที่ใช้ในการทดลองในการวิจัยครั้งนี้เป็นอย่างดี

สุดท้ายขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และพี่ๆ ที่ได้ให้การสนับสนุนการเรียนมาโดยตลอด จนถึงทุกวันนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



สารบัญ

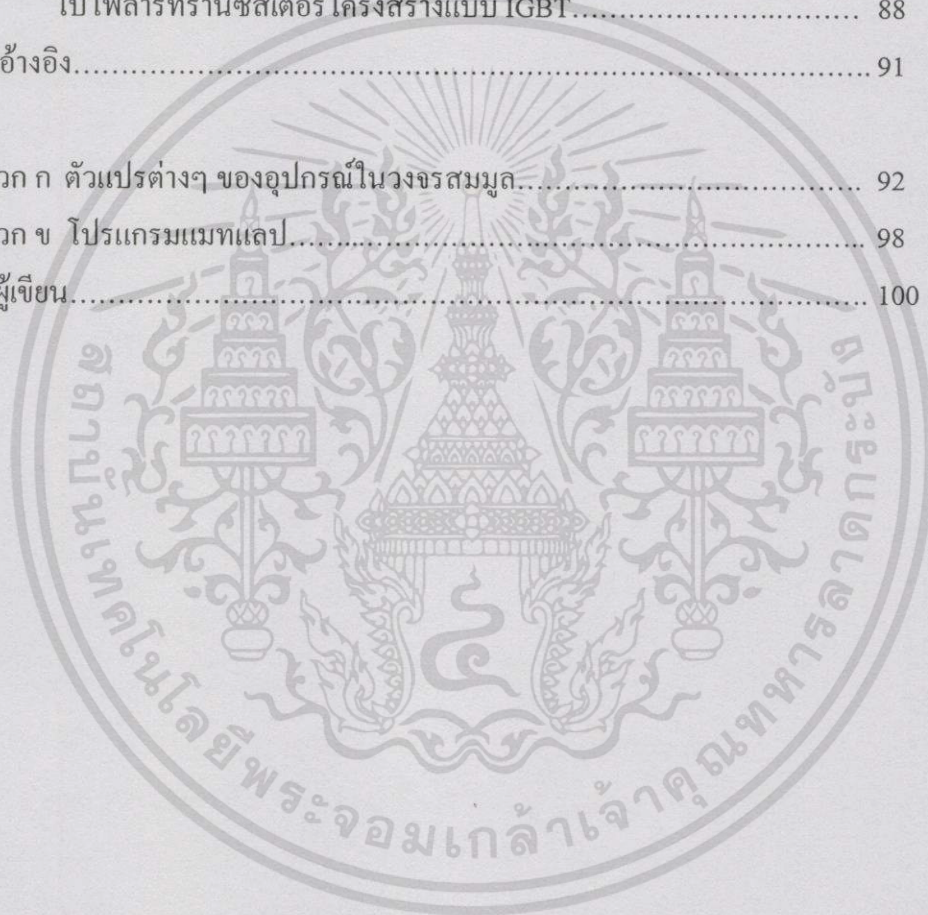
	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	II
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีและแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT.....	5
2.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์.....	6
2.2.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์... 6	
2.2.2 โครงสร้างและหลักการทำงานของมอสเฟต.....	12
2.2.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของ IGBT.....	22
2.2 การเปรียบเทียบระหว่าง IGBT, มอสเฟตกำลัง และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	35
2.3 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์.....	36
2.3.1 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	36
2.3.2 วงจรสมมูลของมอสเฟต.....	40
2.3.3 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT.....	44

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การหาค่าตัวแปรทางไฟฟ้าในวงจรเสมือนของทรานซิสเตอร์	
โครงสร้างแบบ IGBT.....	45
3.1 ค่าแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT.....	45
3.2 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์	
โครงสร้างแบบ IGBT.....	47
3.3 ค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้าง	
ทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT.....	50
3.3.1 ค่าแรงดันเออร์ลี.....	50
3.3.2 คุณสมบัติความจุไฟฟ้า-แรงดัน ของรอยต่อพีเอ็น.....	51
3.4 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้าง	
ทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT.....	59
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	60
4.1 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าแรงดันขีดเริ่ม (V_{ce})	
ของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT.....	60
4.2 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าศักย์ภายใน.....	63
4.3 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าแรงดันเออร์ลี (V_A).....	65
4.4 การหาค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	
ในโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบ IGBT.....	67
4.5 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT.....	71
4.6 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟต	
กำลังในโครงสร้าง IGBT.....	72
4.7 การทดลองเพื่อศึกษาค่าความกว้างและความยาวของช่อง	
ทางเดินกระแสของอุปกรณ์ IGBT.....	72
4.8 วงจรสมมูลกระแสตรงของ IGBT.....	76
4.8.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของ IGBT.....	76
4.8.2 คุณสมบัติกระแสและแรงดันของ IGBT.....	79

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและบทวิจารณ์.....	86
5.1 สรุปผลการทดลองวงจรสมมูลกระแสตรงของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT.....	86
5.2 สรุปผลการทดลองค่าตัวแปรที่สำคัญต่างๆ ของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT.....	88
เอกสารอ้างอิง.....	91
ภาคผนวก ก ตัวแปรต่างๆ ของอุปกรณ์ในวงจรสมมูล.....	92
ภาคผนวก ข โปรแกรมเมทแลป.....	98
ประวัติผู้เขียน.....	100



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 เปรียบเทียบตัวแปรของ IGBT, มอสเฟตกำลัง และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์.....	35
4.1 ค่าแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT.....	62
4.2 ค่าศักย์ภายในของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT	65
4.3 ค่าแรงดันเออร์ลีในโครงสร้างภายในของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT	67
4.4 ค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในโครงสร้างIGBT.....	71
4.5 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT.....	71
4.6 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลังที่อยู่ในโครงสร้าง IGBT	72
4.7 ค่าตัวแปรที่ได้จากการทดลอง.....	75
4.8 ค่าตัวแปรที่ได้จากทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT ที่มีการสร้างจากห้องปฏิบัติการ ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์.....	85
5.1 ค่าตัวแปรในโปรแกรม SPICE ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในโครงสร้าง IGBT.....	89
5.2 ค่าตัวแปรในโปรแกรม SPICE ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้าง IGBT.....	90

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างภาพตัดขวางของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP.....	6
2.2 การจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่ถูกต้องแก่ทรานซิสเตอร์.....	7
2.3 การเปลี่ยนแปลงความกว้างที่แท้จริงของเบส เนื่องจากแรงดัน คอลเลคเตอร์(V_{CB})8	8
2.4 องค์ประกอบของกระแสในทรานซิสเตอร์ชนิด PNP.....	9
2.5 โครงสร้างภาพตัดขวางของมอสเฟตกำลัง.....	12
2.6 การทำงานของมอสเฟตกำลังขณะสะสมประจุ.....	14
2.7 (ก) กราฟ $I_{DS} - V_{DS}$ ของมอสเฟตกำลังขณะเกิดชั้นผิวนกกลับ.....	15
(ข) ภาคตัดขวางของโครงสร้างมอสเฟตกำลังขณะเกิดชั้นผิวนกกลับ.....	15
2.8 (ก) กราฟ $I_{DS} - V_{DS}$ ของมอสเฟตกำลังขณะไม่อิ่มตัว.....	16
(ข) ภาคตัดขวางของโครงสร้างมอสเฟตกำลังขณะไม่อิ่มตัว.....	16
2.9 (ก) กราฟ $I_{DS} - V_{DS}$ ของมอสเฟตกำลังขณะอิ่มตัว.....	17
(ข) ภาคตัดขวางของโครงสร้างมอสเฟตกำลังขณะอิ่มตัว.....	17
2.10 การจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงของมอสเฟต.....	18
2.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{DS} กับแรงดัน V_{DS}	22
2.12 โครงสร้างภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT.....	23
2.13 การให้แรงดันไฟเลี้ยงกับอุปกรณ์ IGBT เพื่อให้ทำงานในสภาวะ ปิดกั้นย้อนกลับ.....	24
2.14 การให้แรงดันไฟเลี้ยงกับอุปกรณ์ IGBT เพื่อให้ทำงานในสภาวะ ปิดกั้นไปหน้า.....	25
2.15 การให้แรงดันไฟเลี้ยงกับอุปกรณ์ IGBT เพื่อให้ทำงานในสภาวะ นำกระแสไปหน้า.....	26
2.16 คุณสมบัติของความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{CE} และแรงดัน V_{CE} ของ IGBT....	27
2.17 ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานของ IGBT.....	28
2.18 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส.....	28
2.19 (ก) โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตอยู่ภายใน.....	30
(ข) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT.....	30
2.20 การเกิดปรากฏการณ์แลตซ์-ออฟ ขึ้นในอุปกรณ์ IGBT.....	31
2.21 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตซ์ใน IGBT.....	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 โครงสร้างของอุปกรณ์ IGBT เมื่อเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์.....	33
2.23 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสถานะให้แรงดันไฟตรง.....	34
(ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสถานะให้แรงดันไฟแบบย้อนกลับ.....	34
2.24 คุณสมบัติกระแส-แรงดันระหว่างเบสซิวและซิวคอลเลกเตอร์.....	36
2.25 คุณสมบัติกระแส-แรงดันระหว่างซิวคอลเลกเตอร์และซิวอิมิตเตอร์.....	37
2.26 คุณสมบัติกระแส-แรงดันระหว่างซิวเบสและซิวอิมิตเตอร์.....	38
2.27 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP.....	39
2.28 วงจรสมมูลไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เมื่อลครูปวงจรแล้ว.....	40
2.29 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต	
(ก) ไม่พิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงช่องทางเดินกระแส (λ) ขณะทำงานในช่วงอิมิตัว.....	40
(ข) พิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงช่องทางเดินกระแส (λ) โดยเพิ่มความต้านทานที่ทางออก.....	40
2.30 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต กรณีที่ฐานรองไม่ต่ออยู่กับซอส.....	42
2.31 สัญลัษณ์ของมอสเฟต.....	44
2.32 สัญลัษณ์และการเรียกชื่อซิวของ IGBT.....	44
3.1 วงจรการวัดค่าแรงดันซิวเริ่มของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT.....	46
3.2 (ก) ผลของการวัดค่าแรงดันซิวเริ่มของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT.....	47
(ข) ลักษณะกราฟความสัมพันธ์ระหว่างราคาที่สองของกระแสคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์กับค่าแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์.....	47
3.3 การหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดัน.....	49
3.4 โครงสร้างของรอยต่อพีเอ็นทีที่มีการจ่ายแรงดันไฟฟ้า.....	51
3.5 ค่าความจุไฟฟ้าที่เสมือนมีการต่อแบบอนุกรมในรอยต่อของโครงสร้าง IGBT.....	53
3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าและแรงดัน.....	54
3.7 การเกิดค่าความจุไฟฟ้าเมื่อจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณ์ IGBT.....	54

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 การจ่ายแรงดันขั้วบวกเข้าขั้วอิมิตเตอร์เมื่อทำการทะลุเกตแล้ว.....	56
3.9 การจ่ายแรงดันขั้วลบเข้าขั้วอิมิตเตอร์เมื่อทำการทะลุเกตแล้ว.....	57
4.1 วงจรในการหาค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT.....	60
4.2 ผลการทดสอบค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ G15N50E1.....	61
4.3 ผลการทดสอบค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ MGP20N60.....	61
4.4 ผลการทดสอบค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ HGTP10N120BN.....	62
4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์กับขั้วอิมิตเตอร์ และแรงดันไฟเลี้ยงของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ G15N50E1...	63
4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์กับขั้วอิมิตเตอร์ และแรงดันไฟเลี้ยงของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ MGP20N6...	64
4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์กับขั้วอิมิตเตอร์และ แรงดันไฟเลี้ยงของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ HGTP10N120BN..	64
4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_{CEO} กับค่าแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ G15N50E1.....	65
4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_{CEO} กับค่าแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ MGP20N60.....	66
4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_{CEO} กับค่าแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ HGTP10N120BN.....	66
4.11 วงจรการวัดค่าความจุไฟฟ้าบริเวณรอยต่อ.....	68
4.12 ผลการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ โครงสร้าง IGBT เบอร์ G15N50E1 (เมื่อมีการทะลุขั้วเกตแล้ว).....	69
4.13 ผลการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ โครงสร้าง IGBT เบอร์ MGP20N60 (เมื่อมีการทะลุขั้วเกตแล้ว).....	70
4.14 ผลการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ โครงสร้าง IGBT เบอร์ HGTP10N120BN (เมื่อมีการทะลุขั้วเกตแล้ว).....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15 ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ของ IGBT เบอร์ G15N50E1.....	73
4.16 ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ของ IGBT เบอร์ MGP20N60....	74
4.17 ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและอิมิตเตอร์ของIGBT เบอร์HGTP10N120BN..	74
4.18 รูปวงจรสมมูลภายในตัว IGBT.....	76
4.19 วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT.....	77
4.20 วงจรสมมูลภายในแบบละเอียด.....	78
4.21 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบ IGBT	78
4.22 ผลการประมวลผลข้อมูลของทรานซิสเตอร์ IGBT เบอร์ G15N50E1 ในโปรแกรม MATLAB.....	79
4.23 ผลการประมวลผลข้อมูลของทรานซิสเตอร์ IGBT เบอร์ MGP20N60 ในโปรแกรม MATLAB.....	80
4.24 ผลการประมวลผลข้อมูลของทรานซิสเตอร์ IGBT เบอร์ HGTP10N120BN ในโปรแกรม MATLAB.....	80
4.25 เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลของอุปกรณ์จริงของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ G15N50E1.....	81
4.26 เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลของอุปกรณ์จริงของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ MGP20N60.....	82
4.27 เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลของอุปกรณ์จริงของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ HGTP10N120BN.....	82
4.28 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์G15N50E1.....	83
4.29 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ MGP20N60.....	84
4.30 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ HGTP10N120BN.....	84
4.31 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT ที่สร้างจริงในห้องวิจัย.....	85

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

5.1 วงจรสมมูลกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT..... 86



บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันอุตสาหกรรมที่เกี่ยวข้องกับอุปกรณ์ด้านอิเล็กทรอนิกส์ ได้รับการพัฒนาและส่งเสริมขึ้นมาก เพราะเป็นอุตสาหกรรมที่ผลิตเทคโนโลยีใหม่มากมาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วง 10 ปีที่ผ่านมา ซึ่งเทคโนโลยีที่เป็นผลมาจากการพัฒนาอุตสาหกรรมด้านอิเล็กทรอนิกส์ คือ คอมพิวเตอร์, หุ่นยนต์, และเทคโนโลยีเกี่ยวกับอวกาศ ซึ่งการที่จะพัฒนาเทคโนโลยีด้านนี้ได้ ต้องมีการพัฒนาโครงสร้างภายในของอุปกรณ์ให้สามารถทำงานได้ดีขึ้นก่อน

การศึกษาวงจรสมมูลของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ มีความสำคัญสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ต่างๆ โดยเฉพาะอุปกรณ์กำลังแบบใหม่ เรียกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นฉนวน (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT) ซึ่งเป็นอุปกรณ์กำลังชนิดใหม่ที่มีบทบาทสำคัญในงานด้านอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ เนื่องจากคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่เด่นในหลาย ๆ ด้านคือว่า อุปกรณ์กำลังแบบเก่า ในปัจจุบันได้มีการศึกษาถึงวงจรมูลของอุปกรณ์ชนิดนี้กันอย่างกว้างขวาง เพื่อหาผลสรุปที่ดีที่สุดสำหรับการใช้ในการออกแบบ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อุปกรณ์กำลังชนิดซิลิกอน ได้ถูกพัฒนาไปอย่างต่อเนื่อง เนื่องจากอุปกรณ์กำลังเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญมากในระบบอิเล็กทรอนิกส์ และถูกใช้ในงานหลาย ๆ อย่าง ในปัจจุบันอุปกรณ์ชนิดนี้จึงมีบทบาทสำคัญ และมีผู้พยายามพัฒนาอุปกรณ์ชนิดนี้ให้ใช้งานได้ดีมากขึ้น แต่อุปกรณ์กำลังที่นิยมอย่างกว้างขวางก็มีเพียงไม่กี่ประเภท เช่น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (BJT), มอสเฟตกำลัง, SCR (Silicon Controlled Rectifier) และ TRIAC โดยเฉพาะไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตกำลังที่เป็นจุดพัฒนาการของอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองชนิดก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป คือไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะนำกระแส จะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดัน และขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วในการสวิตช์ทำงานยังต่ำอยู่ โดยเฉพาะช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกับมอสเฟตกำลังที่มีความเร็วในการสวิตช์ทำงานนำกระแส และหยุดนำกระแสได้เร็วกว่ามาก แต่ก็มีอัตราการสูญเสียกำลังงานสูงเช่นกัน

จากเหตุผลที่กล่าวมาของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสเฟตกำลัง จึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทนี้จนสามารถได้อุปกรณ์กำลังชนิดใหม่ที่ต้องการ คืออุปกรณ์ที่มีการนำกระแสมากขึ้น และสามารถทนแรงดันพิกัดสูง เรียกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นฉนวน (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT) ซึ่งสามารถรวมข้อดีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังเข้าไว้ด้วยกัน คือ สามารถนำกระแสได้สูงเหมือนไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และสามารถควบคุมการไหลของกระแสได้ โดยการจ่ายแรงดันที่ส่วนเกทแบบมอสเฟตกำลัง ซึ่งมีข้อดีคือมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูง และมีความต้านทานในสถานะนำกระแสต่ำ ทำให้มีการสูญเสียกำลังทางด้านอินพุทต่ำ และมีความหนาแน่นกระแสสูง

ก่อนที่จะมีการพัฒนาหรือสร้างอุปกรณ์ขึ้นมาได้นั้น ต้องศึกษาคุณสมบัติทางกายภาพ การทำงานของอุปกรณ์ ซึ่งการที่จะศึกษาสิ่งเหล่านี้ จะต้องทำการวิเคราะห์วงจรสมมูลที่ถูกต้องและเหมาะสมของอุปกรณ์ก่อน จึงจะสามารถเข้าใจคุณสมบัติทางกายภาพและระบบการทำงานของอุปกรณ์ที่ถูกต้องได้

การวิเคราะห์วงจรสมมูลของอุปกรณ์ชนิดนี้ ทำให้ให้ผู้ที่ต้องการพัฒนาหรือออกแบบอุปกรณ์ชนิดนี้มีความเข้าใจภายในอุปกรณ์ชนิดนี้ได้อย่างชัดเจนมากขึ้น ซึ่งวงจรสมมูลของอุปกรณ์จะต้องสัมพันธ์กับตัวแปร (parameter) ต่างๆ ได้อย่างเหมาะสม ซึ่งเป็นคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ วงจรสมมูลของอุปกรณ์มีความสำคัญมาก เพราะวงจรสมมูลที่มีความเรียบง่าย และมีความถูกต้องจะทำให้สามารถทำนายการทำงานของวงจรได้

การวิเคราะห์วงจรสมมูลของอุปกรณ์ จะได้ผลของการวิเคราะห์ที่เป็นคำตอบทางคณิตศาสตร์ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงจากด้านกายภาพของอุปกรณ์ไปเป็นระบบสมการทางคณิตศาสตร์นั้น จะต้องมีการเชื่อมต่อระหว่างความเป็นจริงของวงจรรภายใน และระบบคณิตศาสตร์เข้าไว้ด้วยกัน ซึ่งวงจรสมมูลจะเป็นการอธิบายถึงพฤติกรรมการทำงานของอุปกรณ์ด้วย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.) เพื่อสังเคราะห์วงจรสมมูลที่เหมาะสมกับ IGBT เพราะการหาวงจรสมมูลที่เหมาะสมกับอุปกรณ์ จะทำให้รู้โครงสร้างภายในและการทำงานของอุปกรณ์ได้ ทำให้รู้ว่าข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นเกิดเนื่องจากส่วนใดของกระบวนการการออกแบบของอุปกรณ์ ทำให้แก้ไขกระบวนการหรือวิธีการให้มีความถูกต้องได้

2.) เพื่อให้ผู้ใช้งาน สามารถกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ ที่ต้องการใช้งาน และนำไปประยุกต์กับการออกแบบอุปกรณ์ชนิดนี้ได้ ซึ่งการกำหนดตัวแปรจะต้องทำการวัดค่าคุณสมบัติที่สำคัญของอุปกรณ์ก่อน จากนั้นทำการคำนวณหาตัวแปรพื้นฐานของอุปกรณ์ แล้วจึงนำค่าตัวแปรต่างๆ ไปวิเคราะห์หาค่าตัวแปรที่มีความซับซ้อนมากขึ้น แล้วจึงนำไปใช้งานตามที่ต้องการได้

3.) สามารถหาข้อผิดพลาดจากการออกแบบอุปกรณ์ได้ เนื่องจากถ้าเราไม่รู้การทำงานภายในอุปกรณ์ว่ามีการทำงานได้อย่างไร ก็จะทำให้ไม่ทราบว่าจะสามารถสร้างอุปกรณ์ออกมาได้อย่างไร แต่ถ้าเราทราบการทำงานของอุปกรณ์ก็จะทำให้ออกแบบอุปกรณ์ได้ รวมถึงข้อผิดพลาดจากการออกแบบอุปกรณ์ด้วย

4.) สามารถพัฒนาอุปกรณ์นี้ได้ จากการปรับปรุงคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ ทำให้ อุปกรณ์มีการพัฒนาขึ้นให้มีการใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การวิเคราะห์วงจรสมมูลอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ผลการวิเคราะห์จะได้คำตอบในทางคณิตศาสตร์ หรือเป็นตัวเลข ในการวิเคราะห์วงจรสมมูลจะมีการเชื่อมต่อระหว่างวงจรที่แท้จริง และสมการทางคณิตศาสตร์ของวงจร ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแปลงจากด้านกายภาพของวงจรไปเป็นระบบสมการคณิตศาสตร์ โดยการแสดงให้เห็นถึงแต่ละส่วนของวงจรเป็นวงจรสมมูลหรือสมการทางคณิตศาสตร์ ดังนั้นวงจรสมมูลของอุปกรณ์ก็คือ ผลของการเลียนแบบ (simulation) ให้เข้ากันกับวงจรที่แท้จริง (actual circuit) และระบบสมการทั้งหมดก็เป็นตัวอธิบายวงจรแบบสมบูรณ์ทั้งหมดด้วย โดยเกิดจากการนำสมการของวงจรสมมูลแต่ละส่วนย่อยๆ มาเชื่อมต่อกัน ก็จะได้เป็นสมการที่สมบูรณ์ของวงจรภายในอุปกรณ์ทั้งหมด

ประโยชน์ของวงจรสมมูลของอุปกรณ์

- 1.) ทำนายคุณสมบัติและพฤติกรรมทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ชนิดใหม่ได้ เพื่อเพิ่มความเข้าใจคุณสมบัติทางกายภาพของอุปกรณ์ชนิดใหม่ได้อย่างถูกต้องตามทฤษฎีพื้นฐานที่มีความสมบูรณ์
- 2.) แสดงอุปกรณ์ในลักษณะการเลียนแบบวงจร (circuit simulation)
 - ให้มีความถูกต้อง
 - ให้มีความเรียบง่ายไม่ซับซ้อน เพื่อที่จะช่วยประหยัดเวลาในการคำนวณ
 - ให้ยุ่งยากน้อยที่สุด เพื่อให้เกิดความเข้าใจในทางวิศวกรรม (engineering)
 - ให้มีจำนวนตัวแปร (parameter) เหลือน้อยที่สุด โดยตัวแปรของวงจรสมมูลที่ได้อาจจะตรงกับคุณสมบัติที่แท้จริงของอุปกรณ์

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

ในการศึกษาเรื่องวงจรสมมูล ซึ่งหมายถึงการทำนายพฤติกรรมทางไฟฟ้าของอุปกรณ์นั้น จุดประสงค์ของการใช้วงจรสมมูลของอุปกรณ์ มีจุดประสงค์ที่แตกต่างกันไป คือเพื่อให้ผู้ใช้งานวงจรสมมูลสามารถกำหนดค่าตัวแปรต่างๆของอุปกรณ์ชนิด IGBT ในการออกแบบได้ และเป็นการวิเคราะห์ในทางกระแสตรงเท่านั้น โดยวงจรสมมูลดังกล่าว พิจารณาจากโครงสร้างของทรานซิสเตอร์และทิศทางการไหลของประจุต่างๆ ในทรานซิสเตอร์ เพื่อประกอบเป็นวงจรสมมูลสุทธิที่สามารถเข้าใจได้ และนำผลการทดลองจากการสร้างทรานซิสเตอร์จริง เปรียบเทียบกับวงจรสมมูลทรานซิสเตอร์ที่สมบูรณ์แล้ว

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

การวิเคราะห์วงจรสมมูลของอุปกรณ์กำลัง IGBT ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์ที่ โดยแยกการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกคือส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และส่วนที่สองคือ ส่วนของมอสเฟตกำลัง เนื่องจากอุปกรณ์ชนิด IGBT เป็นอุปกรณ์ที่เสมือนกับรวมอุปกรณ์กำลัง ชนิดไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสเฟตกำลังเข้าไว้ด้วยกัน จากนั้นทำการรวมวงจรสมมูลทั้งสอง ให้กลายเป็นวงจรสมมูลเดี่ยว คือเป็นวงจรสมมูลของอุปกรณ์กำลังชนิด IGBT

เมื่อศึกษาวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และวงจรสมมูลของมอสเฟตกำลังแล้ว ทำให้สามารถรู้หลักการทำงานของอุปกรณ์ทั้งสอง สุดท้ายก็สามารถทราบถึงการทำงานของ อุปกรณ์กำลังชนิด IGBT ได้ในที่สุด เมื่อรู้ถึงหลักการทำงานแล้วก็สามารถรู้วงจรสมมูลของอุปกรณ์ ได้ จากนั้นทำการรวมวงจรสมมูลดังกล่าวที่มีความยุ่งยากซับซ้อนให้เข้าใจง่ายขึ้น จากนั้นทำการ ทดสอบวงจรสมมูล ด้วยการใส่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นฉนวนที่สร้างเสร็จเรียบร้อยแล้ว และทราบตัวแปรต่าง ๆ ทางเรขาคณิตในการออกแบบทรานซิสเตอร์มาทำการทดลองคุณสมบัติทาง ไฟฟ้าคือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ เพื่อนำผลการทดลองมาเทียบกับผลการ วิเคราะห์วงจรสมมูลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังนั้นวงจรสมมูลที่ทำการวิเคราะห์นี้ สามารถเป็นต้น แบบเพื่อผู้ที่สนใจออกแบบรูปทรงทางเรขาคณิตของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นฉนวนใน ทางกระแสดังได้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์

โครงสร้างแบบ IGBT

ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เป็นอุปกรณ์ที่รวมโครงสร้างของไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตกำลังเข้าไว้ด้วยกัน ทำให้เมื่อต้องการศึกษาโครงสร้างและหลักการ ทำงานของ IGBT ต้องทำการศึกษาโครงสร้างและหลักการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟตกำลังก่อน

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้งานช่วงความถี่สูงกว่า 1 กิโลเฮิรซ์ ซึ่งอุปกรณ์นี้มี ช่วงการทำงานที่ดี (on-state characteristics) โดยมีค่าแรงดันตกคร่อมต่ำเมื่อมีการจ่ายแรงดันตรงต่ำ แต่ข้อเสียคืออุปกรณ์ประเภทนี้เป็นประเภทใช้กระแสควบคุม (current controlled) และถ้าเป็น อุปกรณ์ที่มีค่าแรงดันสูงจะมีค่าขยายกระแส (current gain) ต่ำ เนื่องจากช่วงความกว้างของเบสต้องมี ค่ากว้างตามไปด้วย เพื่อป้องกันการเกิดพินช์ทรู (punch through)

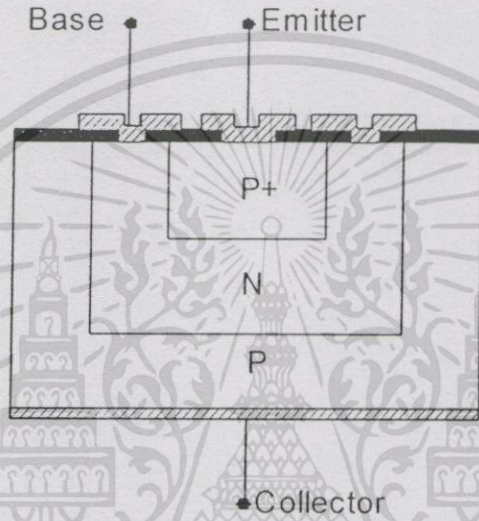
มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์ประเภทใช้แรงดันในการควบคุม (voltage controlled) ทำให้ สามารถควบคุมได้ง่าย โดยให้แรงดันที่เกทเพียงเล็กน้อยก็สามารถทำให้กระแสไหลได้ รวมทั้งใน ช่วงทำงาน ค่าความต้านทานของมอสเฟตสามารถทำให้มีค่าน้อยๆ ได้ ถ้าออกแบบให้มีค่าแรงดัน ต่ำ ๆ (ต่ำกว่า 200 โวลต์) และมีความเร็วในการสวิตช์สูง รวมทั้งมีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยกว้าง กว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แต่ค่าความต้านทานในช่วงทำงานจะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อ ค่าแรงดันพังทลายเพิ่มขึ้น ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน

ด้วยเหตุนี้จึงทำให้มีผู้คิดรวมข้อดีของอุปกรณ์ทั้ง 2 ชนิดเข้าด้วยกัน เพราะไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์เมื่อมีการทำงานจะมีความหนาแน่นกระแสสูง โดยมีค่าแรงดันตกคร่อมต่ำ และ โครงสร้างของมอสเฟตซึ่งสามารถควบคุมได้โดยการจ่ายแรงดันที่ส่วนเกท ซึ่งอุปกรณ์ประเภท IGBT นี้เป็นอุปกรณ์ที่ใช้โครงสร้างของมอสเฟต ไปควบคุมกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อุปกรณ์ IGBT เป็นอุปกรณ์ที่มีช่วงการทำงาน, ความเร็วในการสวิตช์ และมีพื้นที่การทำงาน ปลอดภัยดีกว่ามาก โดยอุปกรณ์นี้ใช้ในช่วงแรงดันระหว่าง 300-1500 โวลต์

2.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์

2.1.1 โครงสร้างและหลักการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

โครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำ 3 ชั้น ซึ่งสามารถประกอบด้วยโครงสร้างทรานซิสเตอร์ 2 ชนิด คือชนิด NPN และ PNP แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงชนิด PNP เนื่องจากเป็นส่วนประกอบของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภท IGBT ดังแสดงในรูปที่ 2.1 [2]

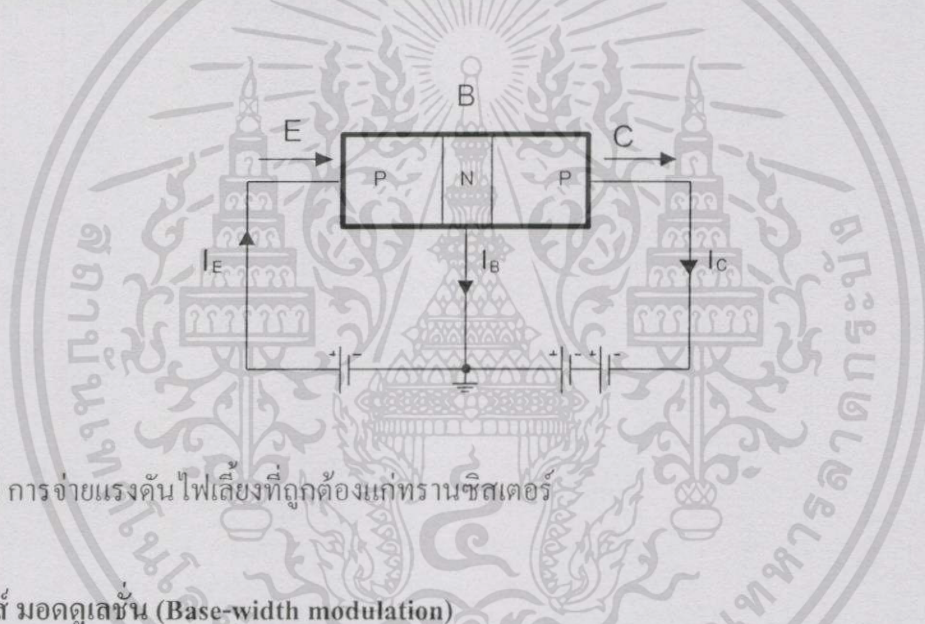


รูปที่ 2.1 โครงสร้างภาคตัดขวางของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP

พิจารณาโครงสร้างและการทำงานของทรานซิสเตอร์ PNP ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ที่รอยต่ออิมิตเตอร์จะถูกจ่ายไฟเลี้ยงตรง เนื่องจากบริเวณอิมิตเตอร์มีจำนวนประจุพาหะส่วนมากคือโฮลมากกว่าจำนวนประจุส่วนมากของเบสคืออิเล็กตรอนมาก ทำให้จำนวนประจุสามารถเคลื่อนที่จากอิมิตเตอร์ถึงรอยต่อคอลเลกเตอร์ได้ และไม่มีแรงต่อต้านของประจุพาหะส่วนมากในคอลเลกเตอร์ โดยโฮลที่แพร่ข้ามรอยต่ออิมิตเตอร์ไปยังเบส จะรวมตัวกับอิเล็กตรอนอิสระในเบสจำนวนหนึ่งส่วนที่เหลือก็จะสามารถไหลข้ามส่วนคอลเลกเตอร์ได้

หลักการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

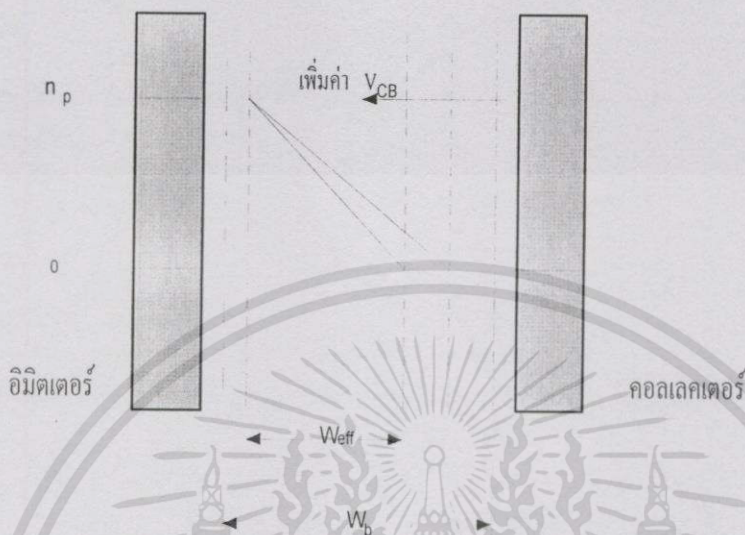
การทำงานและการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ PNP และ NPN มีลักษณะคล้ายกัน คือที่รอยต่อพี-เอ็น ระหว่างอิมิตเตอร์และเบสจะถูกจ่ายไฟเลี้ยงตรง และที่รอยต่อระหว่างเบสกับคอลเลคเตอร์จะถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ เมื่อพิจารณาทรานซิสเตอร์แบบ PNP ซึ่งถูกจ่ายไฟเลี้ยงดังรูปที่ 2.2 สังเกตว่าเนื่องจากจ่ายไฟเลี้ยงตรง ที่รอยต่ออิมิตเตอร์กับเบสจะทำให้โฮลไหลข้ามรอยต่อจากอิมิตเตอร์ไปยังเบส ซึ่งถ้าความกว้างของเบส (W_B) มีค่าน้อยกว่าความยาวของระยะการแพร่ของโฮลภายในเบสแล้ว โฮลจะสามารถไหลจากอิมิตเตอร์ผ่านรอยต่ออิมิตเตอร์เข้าไปบริเวณเบสและไปถึงรอยต่อคอลเลคเตอร์ได้ และเนื่องจากรอยต่อคอลเลคเตอร์ได้รับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ โฮลก็จะสามารถข้ามรอยต่อคอลเลคเตอร์เข้าไปในส่วนของคอลเลคเตอร์ได้สะดวก ทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้



รูปที่ 2.2 การจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่ถูกต้องแก่ทรานซิสเตอร์

เบส-วิดธ์ มอดดูเลชัน (Base-width modulation)

โดยปกติความกว้างของเบส จะมีค่าคงที่ แต่ในทรานซิสเตอร์จริง ความกว้างที่แท้จริงของเบส (W_{eff}) จะมีค่าขึ้นอยู่กับแรงดันที่ตกคร่อมคอลเลคเตอร์และเบส (V_{CB}) และแรงดันที่ตกคร่อมเบสและอิมิตเตอร์ (V_{BE}) เนื่องจากขอบเขตซึ่งบอกขนาดของเบส คือขอบของบริเวณปลอดพาหะที่รอยต่อ โดยปกติสามารถเปลี่ยนแปลงตำแหน่งได้ ถ้าหากมีการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งขอบเขตของบริเวณปลอดพาหะจะขึ้นอยู่กับแรงดันคอลเลคเตอร์ (V_{CB}) และถ้าเบสถูกเจือด้วยสารเจืออย่างเจือจาง บริเวณปลอดพาหะจะขยายลึกเข้าไปในส่วนของเบส ทำให้ความกว้างของเบสที่แท้จริงมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม



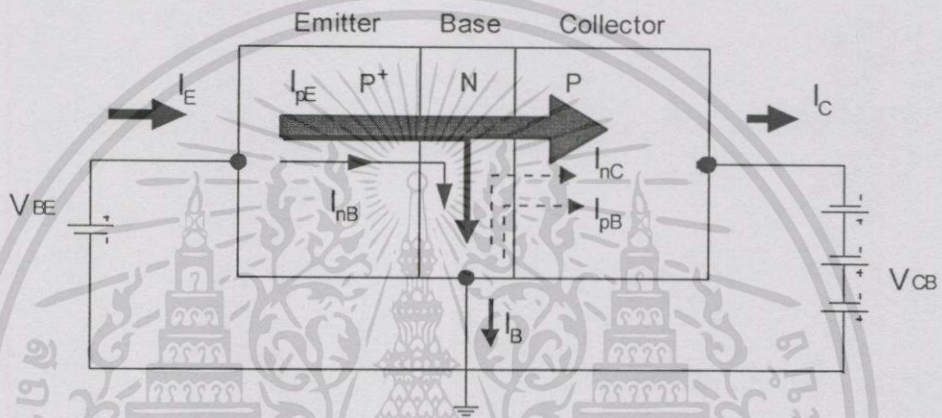
รูปที่ 2.3 การเปลี่ยนแปลงความกว้างที่แท้จริงของเบสเนื่องจากแรงดันคอลเลกเตอร์ (V_{CB})

เมื่อ V_{CB} เพิ่มขึ้น ความกว้างที่แท้จริงของเบสจะมีค่าลดลง นั่นก็คือค่าความชันของความสัมพันธ์แสดงถึงความหนาแน่นของพาหะส่วนน้อยในเบส ดังรูปที่ 2.3 มีค่าสูงขึ้น ทำให้กระแสคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้น ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์เนื่องจากค่าของ V_{CB} นี้ ถูกเรียกว่า เบส-วิดส์ มอดดูเลชัน

คุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

สมการกระแสของทรานซิสเตอร์

พิจารณาทรานซิสเตอร์ PNP ในรูปที่ 2.4 รอยต่ออิมิตเตอร์ได้รับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงตรงจาก V_{BE} จะมีโฮลจำนวน p_E ตัวเคลื่อนที่ออกจากอิมิตเตอร์เข้าสู่เบส และอิเล็กตรอนจากเบสจำนวน n_B ตัวเคลื่อนที่เข้าสู่อิมิตเตอร์ ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสอิมิตเตอร์ I_E มีทิศทางจากอิมิตเตอร์ไปยังคอลเลคเตอร์ ดังในรูปที่ 2.4 จะได้



รูปที่ 2.4 องค์ประกอบของกระแสในทรานซิสเตอร์ชนิด PNP

$$I_E = I_{pE} + I_{nB} \quad (2.1)$$

เนื่องจากส่วนอิมิตเตอร์ถูกเติมสารเจืออย่างมาก ดังนั้นประจุพาหะส่วนมากของอิมิตเตอร์จะมีจำนวนมากกว่าประจุพาหะส่วนมากของเบสอย่างมาก ดังนั้นเมื่อ $I_{pE} \gg I_{nB}$ กระแสอิมิตเตอร์จะมีค่าประมาณเท่ากับ

$$I_E \approx I_{pE}$$

ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์ โฮลจากอิมิตเตอร์จำนวน αp_E ตัว สามารถเคลื่อนที่ผ่านเข้าสู่ส่วนคอลเลคเตอร์ได้ ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์ถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ โดย V_{CB} ก็จะมีกระแสที่เกิดจากประจุพาหะส่วนน้อย คือโฮลจากเบสเคลื่อนที่เข้าสู่คอลเลคเตอร์ ทำให้เกิดกระแส I_{pB} และอิเล็กตรอนจากคอลเลคเตอร์เข้าสู่เบส ทำให้เกิดกระแส I_{nC} ทั้ง I_{pB} และ I_{nC} จะไหลออกจากเบสเข้าสู่คอลเลคเตอร์

กระแส I_{pB} และ I_{nC} ต่างเป็นกระแสที่เกิดจากการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับ ซึ่งรวมกันเรียกว่า I_{CBO}

$$I_{CBO} = I_{pB} + I_{nC} \quad (2.2)$$

กระแสคอลเลคเตอร์ จะมีค่าเป็น

$$I_C = \alpha I_{pE} + I_{CBO} \quad (2.3)$$

ในส่วนเบส โหตจากอิมิตเตอร์เคลื่อนที่เข้าสู่เบสจำนวน p_E ตัว และสามารถเคลื่อนที่ผ่านไปยังคอลเลคเตอร์จำนวน αp_E ตัว กระแสโหตในเบสจึงมีค่าเป็น

$$I_{B(p)} = I_{pE} - \alpha I_{pE} = (1 - \alpha) I_{pE} \quad (2.4)$$

และอิเล็กตรอนจากเบสจำนวน n_B เคลื่อนที่เข้าสู่อิมิตเตอร์จากไบอัส V_{BE} ซึ่งจะให้เกิดกระแส I_{nB} ดังนั้นกระแสของรอยต่ออิมิตเตอร์ที่ได้รับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงตรงในส่วนเบสจึงมีค่าเป็น

$$I_{B(FOR)} = (1 - \alpha) I_{pE} + I_{nB}$$

ถึงแม้ว่า $(1 - \alpha) I_{pE}$ เป็นส่วนน้อยของ I_{pE} แต่เนื่องจากส่วนอิมิตเตอร์ถูกเติมสารเจือสูงมาก ซึ่งทำให้ $(1 - \alpha) I_{pE} \gg I_{nB}$ กระแสของรอยต่ออิมิตเตอร์ในส่วนเบสจะเป็น

$$I_{B(FOR)} \approx (1 - \alpha) I_{pE} \approx (1 - \alpha) I_E \quad (2.5)$$

โดยมีทิศทางออกจากเบส

ที่รอยต่อคอลเลคเตอร์ จะมีกระแสของการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ ซึ่งมีทิศทางจากเบสข้ามรอยต่อไปยังคอลเลคเตอร์ ดังนั้นกระแสเบสจะมีค่าเป็น

$$I_B \approx (1 - \alpha) I_E - I_{CBO}$$

ซึ่งกระแส $(1 - \alpha) I_E > I_{CBO}$ ทิศทางของกระแส I_B จึงมีทิศทางตามกระแส $(1 - \alpha) I_E$ คือไหลจากเบสออกไปยังวงจรรภายนอก ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่เข้าไปสู่ตัวทรานซิสเตอร์จะต้องเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ออกไป ซึ่งจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_E = I_B + I_C \quad (2.6)$$

เมื่อให้ β_o คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ หรือคืออัตราส่วนของกระแสที่ไหลจากอิมิตเตอร์ไปยังคอลเลคเตอร์ ต่อกระแสที่ไหลจากอิมิตเตอร์ไปยังเบส

กระแสที่ไหลจากอิมิตเตอร์ไปยังคอลเลคเตอร์ คือ αI_E และกระแสที่ไหลจากอิมิตเตอร์ไปยังเบส คือ $(1-\alpha)I_E$ จะได้

$$\beta_o = \frac{\alpha I_E}{(1-\alpha)I_E} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (2.7)$$

หรือ

$$\alpha = \frac{\beta_o}{\beta_o + 1} \quad (2.8)$$

จากรูปที่ 2.4 กระแสที่ทางออก (I_C) คือ

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (2.9)$$

แทนค่า I_E ด้วย $I_E = I_B + I_C$ จะได้

$$I_C = \alpha(I_B + I_C) + I_{CBO} \quad (2.10)$$

แทนค่า α แล้วคำนวณหาค่า I_C ในที่สุดจะได้

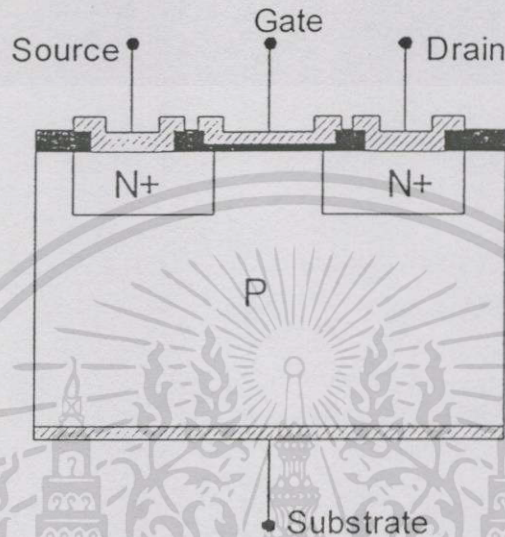
$$I_C = \beta_o I_B + (\beta_o + 1)I_{CBO} \quad (2.11)$$

แต่เนื่องจาก $\beta_o I_B \gg (\beta_o + 1)I_{CBO}$ ดังนั้น

$$I_C \approx \beta_o I_B \quad (2.12)$$

2.1.2 โครงสร้างและหลักการทำงานของมอสเฟต

ภาพตัดขวางแสดงโครงสร้างของมอสเฟต แสดงในรูปที่ 2.5 ประกอบด้วยขั้วสำคัญ 3 ขั้ว คือขั้วเกต (Gate), ขั้วเดรน (Drain) และ ขั้วซอร์ส (Source) โดยแต่ละขั้วมีหน้าที่การทำงาน และคุณสมบัติแตกต่างกัน ดังนี้



รูปที่ 2.5 โครงสร้างภาพตัดขวางของมอสเฟตชนิดเอ็น

- ขั้วซอร์ส เป็นบริเวณของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรอง ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะที่ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าของมอสเฟตกำลัง (I_{DS})
- ขั้วเดรน เป็นอีกบริเวณหนึ่งของสารกึ่งตัวนำที่ต่างชนิดกับฐานรอง แต่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเดียวกันกับขั้วซอร์ส ทำหน้าที่เป็นทางออกไปสู่วงจรภายนอกของประจุพาหะที่มาจากขั้วซอร์ส
- ขั้วเกต เป็นบริเวณที่เชื่อมอยู่ระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์ส มีโครงสร้างทั่วไปประกอบด้วยชั้นบนสุดเป็นโลหะตัวนำ ชั้นรองลงมาเป็นชั้นฉนวน และชั้นล่างสุดเป็นสารกึ่งตัวนำ ซึ่งใช้เป็นฐานรองด้วย ขั้วเกตจะทำหน้าที่เป็นส่วนควบคุมปริมาณประจุพาหะ ที่เคลื่อนที่จากขั้วซอร์สไปยังขั้วเดรนตามต้องการ

เมื่อจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่เหมาะสมกับขั้วต่างๆ ของมอสเฟตแล้ว ประจุพาหะจากขั้วซอร์สจะเคลื่อนที่ผ่านช่องทางเดินกระแสในขั้วเกต ไปยังขั้วเดรน การเคลื่อนที่ของประจุพาหะดังกล่าวเกิดจากสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมตลอดจากขั้วซอร์สถึงขั้วเดรน อันเนื่องมาจากความต่างศักย์ระหว่างขั้วทั้งสอง ดังนั้นกระแสดังกล่าวจึงขึ้นอยู่กับขนาดของสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมบริเวณนั้น

หลักการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงของมอสเฟต

การทำให้มอสเฟตทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ จำเป็นต้องมีการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้กับขั้วต่างๆ ของมอสเฟตอย่างเหมาะสม โดยคำนึงถึงหน้าที่หลักของแต่ละขั้วดังกล่าวมาแล้วข้างต้น

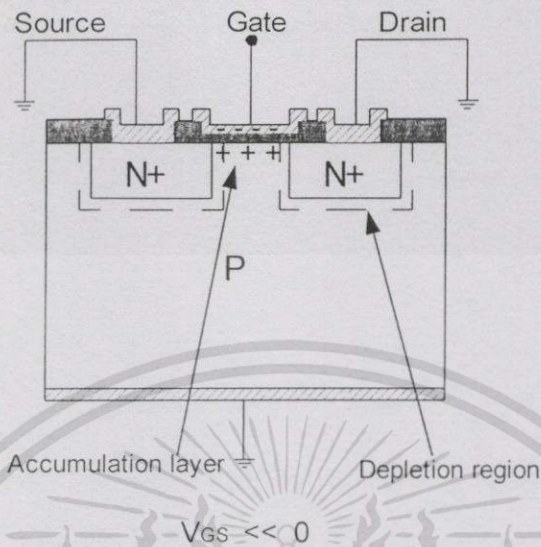
1) ขั้วซอส ซึ่งถูกกำหนดให้เป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะส่วนมากที่ทำให้เกิดกระแส แล้วประจุเหล่านี้จะเคลื่อนที่ผ่านช่องทางเดินกระแสไปยังขั้วเดรน ออกไปสู่วงจรไฟฟ้าภายนอก ทำให้เกิดเป็นกระแสเดรน-ซอส (I_{DS}) ดังนั้นการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่เหมาะสมระหว่างขั้วเดรนกับขั้วซอส จึงหมายถึงการให้ศักดาไฟฟ้าแก่ขั้วซอสเมื่อเทียบกับขั้วเดรนแล้ว ขั้วซอสจะต้องเป็นแหล่งจ่ายประจุพาหะขั้วมากเสมอ เช่นในกรณีของเอ็นแชนเนล มอสเฟตกำลังซึ่งมีอิเล็กตรอนหรือประจุลบเป็นประจุพาหะขั้วมากที่ทำให้เกิดกระแส ดังนั้นต้องให้ศักดาไฟฟ้าเป็นลบที่ขั้วซอสเมื่อเทียบกับขั้วเดรน เพื่อให้ขั้วซอสทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายอิเล็กตรอน หรือในกรณีพีแชนเนล มอสเฟตกำลังซึ่งมีโฮลหรือประจุบวกเป็นประจุพาหะขั้วมากที่ทำให้เกิดกระแส ก็ต้องให้ศักดาไฟฟ้าเป็นบวกที่ขั้วซอสเมื่อเทียบกับขั้วเดรน

2) ขั้วเกต ต้องให้ศักดาไฟฟ้า ในลักษณะที่สามารถควบคุมการเปิดหรือปิดช่องทางเดินกระแสไฟฟ้าได้ โดยให้ศักดาไฟฟ้างดกลางเปรียบเทียบกับศักดาไฟฟ้าที่ขั้วซอส

การทำงานของมอสเฟต

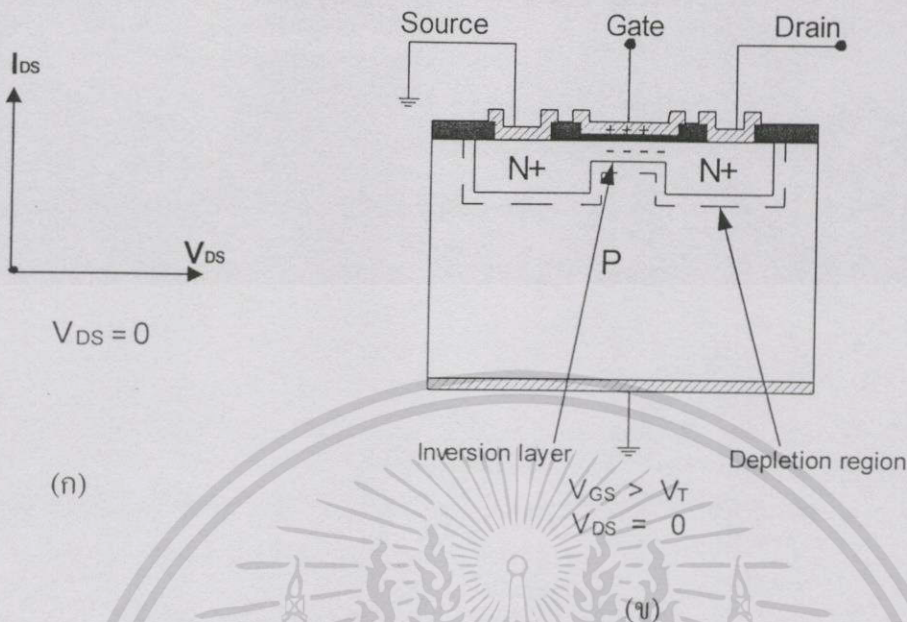
การทำงานของมอสเฟตสามารถพิจารณาได้เป็น 4 ช่วงการทำงาน [4]

1. ช่วงสะสมประจุ (accumulation) ขั้วซอส เดรน และฐานรองต่อลงกราวด์ ในกรณีนี้มีผลให้ทรานซิสเตอร์ทำงานคล้ายกับตัวเก็บประจุ โดยเกตและผิวของซิลิกอนใต้ฉนวนซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เสมือนแผ่นระนาบ (plate) ของตัวเก็บประจุ ซึ่งมีซิลิกอนไดออกไซด์ทำหน้าที่เป็นฉนวนคั่นระหว่างกลาง ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบ ดังรูปที่ 2.6 ประจุพาหะชนิดบวกหรือโฮลจะถูกดึงดูดเข้ามาสะสมบริเวณช่องทางเดินกระแส มีผลให้บริเวณช่องทางเดินกระแสกลายเป็น p^+ และเรียกว่า ช่องทางเดินกระแสสะสม (accumulated channel) บริเวณซอสและเดรนที่เป็น n^+ ถูกแยกจากกันด้วยช่องทางเดินกระแส p^+ เมื่อมองในลักษณะของวงจรมูลแล้ว จะพบว่ามิลักษณะของไดโอดสองตัวต่อหน้าหลังชนกัน (back-to-back diodes) ดังนั้นถ้าจะเกิดกระแสไหลได้ แรงดันที่ซอสเดรนจะต้องมีค่ามาก ๆ ซึ่งกระแสที่เกิดขึ้นจะเป็นกระแสรั่วไหล (leakage current) หรือกรณีที่แรงดันเดรนซอสมีค่ามากจนทำให้ทรานซิสเตอร์เบรคดาวน์



รูปที่ 2.6 การทำงานของมอสเฟตกำลังขณะสะสมประจุ

2. ช่วงเกิดชั้นผกผัน (inversion) ในกรณีที่แรงดันเกตมีค่าเป็นบวกไม่มาก ประจุบวกข้างใต้เกตจะถูกผลักออกไป ทำให้ช่องทางเดินกระแสเปลี่ยนไปเป็น p และเป็นบริเวณปลอดพาหะในที่สุด เมื่อแรงดันที่เกตเพิ่มมากขึ้น ประจุลบหรืออิเล็กตรอนจะถูกดึงดูดเข้ามาที่บริเวณช่องทางเดินกระแส และช่องทางเดินกระแสจะแปรสภาพเป็นบริเวณ n ตามรูปที่ 2.7 ซึ่งเชื่อมต่อบริเวณซอสและเดรนเข้าด้วยกัน และเรียกว่า ช่องทางเดินกระแสกลับ (inverted channel) แรงดันเกตซอสที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนใต้เกตมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลบริเวณฐานรอง เป็นนิยามของแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์ (transistor threshold voltage) ใช้สัญลักษณ์ V_T สำหรับค่าแรงดันเกตซอสมากกว่า V_T จะมีช่องทางเดินกระแสชนิดอื่นเกิดขึ้น และสามารถเกิดการนำไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอสได้



รูปที่ 2.7(ก) กราฟ $I_{DS} - V_{DS}$ ของมอสเฟตกำลังขณะเกิดชั้นผกผัน

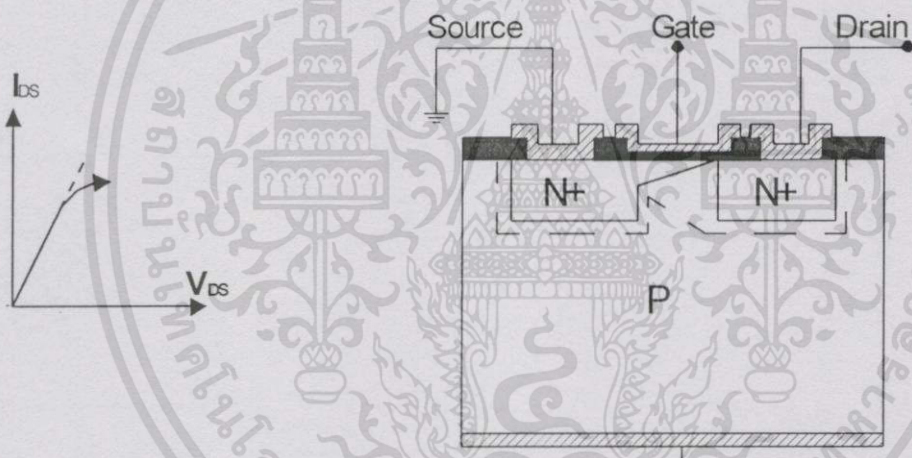
(ข) ภาพตัดขวางของโครงสร้างมอสเฟตกำลังขณะเกิดชั้นผกผัน

สำหรับกรณีค่าแรงดันที่เกต-ซอสน้อยกว่า V_T ปกติจะสมมติว่าทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน (off) และไม่มีกระแสไหลระหว่างซอสและเดรน อย่างไรก็ตามการสมมติว่าไม่มีกระแสไหลระหว่างซอสและเดรนระหว่างที่ทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานนั้น เป็นเพียงการประมาณเท่านั้น ในความเป็นจริง สำหรับแรงดันที่เกตที่มีค่าใกล้เคียง V_T จะไม่ใช่ทำให้เกิดมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างทันทีทันใด แต่จะเกิดกระแสได้ขีดเริ่ม (subthreshold current) สามารถไหลได้ปริมาณเล็กน้อย

โดยเมื่อ V_{GS} มากกว่า V_T และ $V_{DS} = 0$ โวลต์ ซึ่งขณะนี้ช่องทางเดินกระแสถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นแต่ไม่มีกระแสไหล เนื่องจากแรงดันระหว่างซอสและเดรนมีค่าเป็นศูนย์โวลต์ และเมื่อให้แรงดัน V_{DS} ค่าน้อย ๆ ค่าหนึ่งจะทำให้เกิดมีกระแสไหลผ่านช่องทางเดินกระแสได้ ซึ่งการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้ เสมือนเป็นตัวต้านทาน จะเห็นว่า I_{DS} กับ V_{DS} สัมพันธ์กันอย่างเชิงเส้น สำหรับค่า V_{DS} น้อย ๆ

3. ช่วงไม่อิ่มตัว (non-saturation) เมื่อแรงดันเดรนซอสเพิ่มมากขึ้น ความหนาแน่นของประจุพาหะที่ช่องทางเดินกระแสจะลดลงตามแนวช่องทางเดินกระแสจากซอสไปเดรน ดังแสดงในรูปที่ 2.8 การลดลงของประจุพาหะในช่องทางเดินกระแสนี้มีผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมช่องทางเดินกระแสที่ตำแหน่งต่าง ๆ ไม่เท่ากัน กล่าวคือ สมมติว่าแรงดันที่เดรนมีค่ามากกว่าแรงดันที่ซอส จะมีการเพิ่มขึ้นของแรงดันจากซอสไปเดรนอย่างต่อเนื่องภายในช่องทางเดินกระแสใช้ประโยชน์ในการคำนวณว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันตกคร่อมระหว่างเกตและช่องทางเดินกระแสจะมีค่าสูงสุดเท่ากับ V_{GS} ที่ตำแหน่งด้านซอส และแรงดันเกตที่ช่องทางเดินกระแสมีค่าต่ำสุดที่ตำแหน่งปลายด้านเดรน และแรงดันเกตที่ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสคือ $V_G = V_{GS} - V_T$ (เมื่อ $V_{GS} < V_T$ กระแสจะไม่ไหลและไม่มีช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้น) เพื่อที่จะทำให้ช่องทางเดินกระแสเกิดขึ้นได้เป็นแนวยาวไปจนถึงจุดปลายด้านเดรน แรงดันเกตจะต้องมีค่ามากกว่า V_{DS} นั่นคือ $V_G > V_{DS}$ หรือ $(V_{GS} - V_T) > V_{DS}$ ซึ่งหมายถึง แรงดันที่เกตเมื่อเทียบกับทุกจุดในแนวช่องทางเดินกระแสจะต้องมีศักย์เป็นบวก จึงจะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส โดยในขณะนี้ทรานซิสเตอร์ทำงานและอยู่ในช่วงไม่อิ่มตัว กระแสเดรน I_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามการเพิ่มของแรงดัน V_{DS} อย่างไม่เป็นเชิงเส้น ตามกราฟในรูปที่ 2.8(ก) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้ ($V_{DS} < V_{GS} - V_T$) เรียกว่า ช่วงไม่อิ่มตัว เมื่อ V_{DS} มีค่ามากขึ้น จนกระทั่งมีค่า $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ทรานซิสเตอร์เริ่มเข้าสู่สภาวะอิ่มตัว และลักษณะโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 (ข)



(ก)

$$V_{GS} > V_T$$

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T$$

(ข)

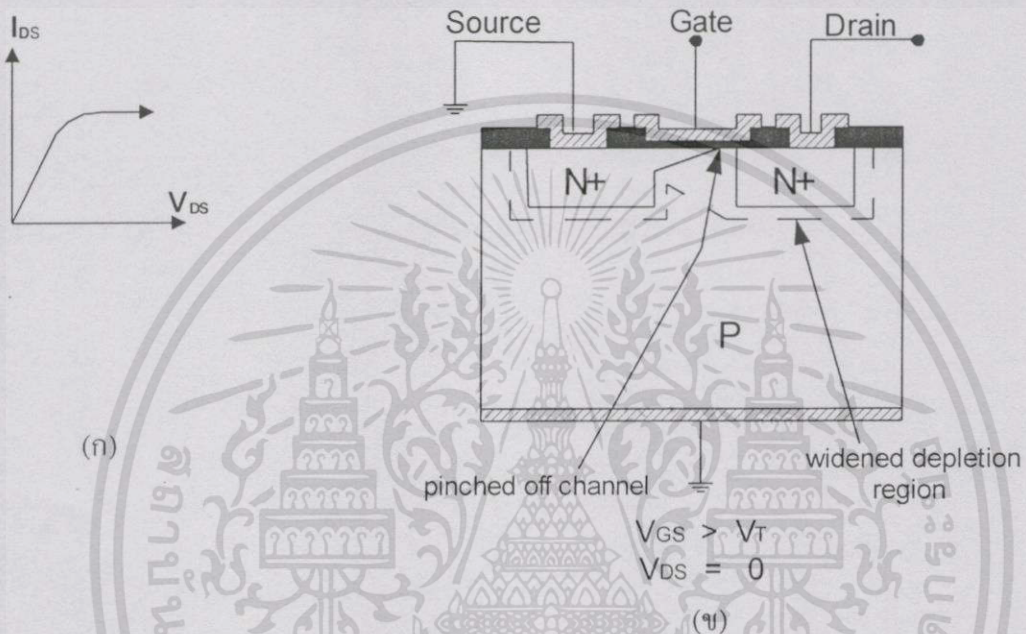
รูปที่ 2.8(ก) กราฟ $I_{DS} - V_{DS}$ ของมอสเฟตกำลังขณะไม่อิ่มตัว

(ข) ภาพตัดขวางของโครงสร้างมอสเฟตกำลังขณะไม่อิ่มตัว

4. ช่วงอิ่มตัว (saturation) เมื่อค่าของแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นไปอีกจนกระทั่งมีค่าเท่ากับ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ ในกรณีนี้แรงดันที่ตกคร่อมช่องทางเดินกระแสที่ปลายด้านเดรนมีค่าสูงกว่าหรือเท่ากับ $V_{GS} - V_T$ ดังนั้นจะทำให้เกิดสภาวะพินช์ออฟ (Pinch off) กล่าวคือ ช่องทางเดินกระแสจะขาดออกเริ่มจากบริเวณด้านเดรน ทั้งนี้เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้าซึ่งจะมาเหนี่ยวนำให้มีการสะสม

ของประจุลบเพื่อทำหน้าที่เป็นช่องทางเดินกระแส ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงขาดออกจากกัน การคำนวณว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงตามรูปที่ 2.9(ก) และจะมีกระแสครีฟท์ (drift current) จากส่วนของซอสไปยังเดรน ช่องทางเดินกระแสจะแสดงคุณสมบัติความต้านทานสูง และคล้ายกับเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ (constant current source) กระแสเดรนในสภาวะนี้จึงมีค่าคงที่ แม้ว่า V_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม แสดงในกราฟดังรูปที่ 2.9(ข) การทำงานของทรานซิสเตอร์ในย่านนี้เรียกว่า ช่วงอิ่มตัว (saturation region หรือ active region)



รูปที่ 2.9(ก) กราฟ $I_{DS} - V_{DS}$ ของมอสเฟตกำลังขณะอิ่มตัว
(ข) ภาพตัดขวางของโครงสร้างมอสเฟตกำลังขณะอิ่มตัว

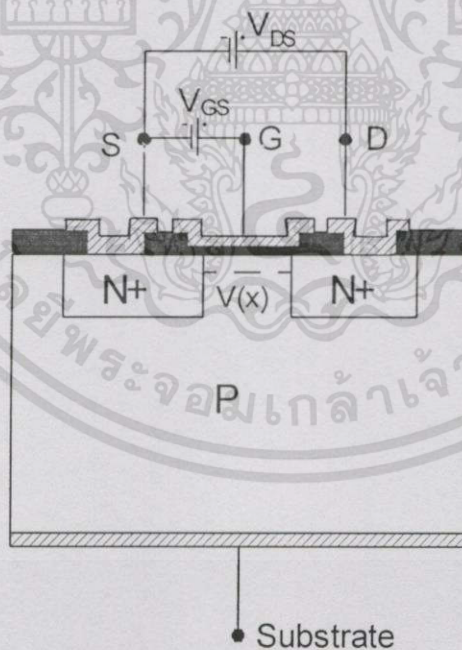
จากหลักการที่กล่าวมาข้างต้น การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางไฟฟ้าภายในของมอสเฟตกำลังคือ ในกรณีของเอ็นแชนแนล ขณะที่สารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดพี ทำให้ส่วนเดรนกับส่วนซอสแยกออกจากกันทางไฟฟ้า ดังนั้นถึงแม้ว่าจะมีความต่างศักย์ไฟฟ้าเกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซอส ประจุพาหะส่วนมากก็จะเคลื่อนที่จากซอสไปเดรนไม่ได้ นั่นคือกระแส I_{DS} เป็นศูนย์ แต่เมื่อให้ศักย์ไฟฟ้าที่เกตมากกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม จะเกิดการเหนี่ยวนำประจุลบขึ้นที่ส่วนของฐานรอบบริเวณผิวสัมผัสกับออกไซด์ส่วนเกต ทำให้สารกึ่งตัวนำบริเวณนั้น มีคุณสมบัติเหมือนสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเชื่อมต่อดังระหว่างขั้วเดรนกับขั้วซอส ซึ่งเรียกส่วนนี้ว่าช่องทางเดินกระแส (Channel) ให้สังเกตว่าตรงรอยต่อระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นกับชนิดพี จะมีบริเวณปลอดพาหะอยู่เสมอ (จากทฤษฎีของรอยต่อพี - เอ็น) เมื่อให้ความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างขั้วเดรนกับขั้วซอสมีค่าเป็น $V_{GS} - V_T$ แล้ว แต่เนื่องจากขั้วซอสต่อเชื่อมสัมผัสทางไฟฟ้า (Shot) อยู่กับฐานรอง ดังนั้นจึงเกิดการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับขึ้นระหว่างรอยต่อ พี - เอ็นที่ส่วนฐานรองรอบ ๆ ขั้วเดรน เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงจำนวนประจุพาหะที่ช่องทางเดินกระแสบริเวณใกล้ ๆ กับขั้วเดรน แต่เนื่องจากแรงดันจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง V_{DS} พอดีเท่ากับแรงดัน $V_{GS} - V_T$ ที่ทำให้เกิดช่องทางเดินกระแส ดังนั้นช่องทางเดินกระแสจึงยังคงเชื่อมต่ออยู่พอดีกับขั้วเดรนเสมือนเป็นความต้านทานตัวหนึ่ง ฉะนั้นกระแส I_{DS} จึงเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นกับค่าแรงดัน V_{DS} ที่เพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง $V_{GS} - V_T$ และเมื่อให้ศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วเดรนมีค่าเท่ากับหรือมากกว่าแรงดัน $V_{GS} - V_T$ ซึ่งจะทำให้ช่องทางเดินกระแสถูกแยกออกจากขั้วเดรน โดยสนามไฟฟ้าของรอยต่อพี - เอ็น ที่เกิดจากการให้จ่ายแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับด้วยแรงดันจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง V_{DS} นั้นเอง ในกรณีนี้ความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างขั้วเดรนกับขั้วซอสส่วนใหญ่จะปรากฏอยู่ที่รอยต่อพี - เอ็น ดังนั้นถึงแม้จะเพิ่มแรงดัน V_{DS} ให้มากขึ้นอีก แต่ความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างปลายทั้งสองของสารกึ่งตัวนำบริเวณช่องทางเดินกระแสก็ยังคงมีค่าประมาณเท่าเดิม ฉะนั้นกระแส I_{DS} จึงมีค่าประมาณคงที่

คุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันของมอสเฟตกำลัง

การวิเคราะห์คุณสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{DS} กับแรงดัน V_{DS} ของมอสเฟตกำลัง ในที่นี้จะขอพิจารณาในกรณีของเอ็นช่องทางเดินกระแส



รูปที่ 2.10 การจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแรงดันของมอสเฟตกำลัง

จากรูปที่ 2.10 สมมุติว่าให้แรงดันจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงระหว่างเดรน - ซอสเป็น V_{DS} และแรงดันจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่ส่วนเกตเป็น V_{GS} ถ้าให้แรงดันที่จุด x บนแนวของช่องทางเดินกระแสไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าเป็น $V(x)$ ซึ่งก็คือแรงดันที่เปลี่ยนแปลงในแนวแกน x จากขั้วซอสคือ V_S ถึงขั้วเดรนคือ V_{DS} มีค่าแรงดันเป็น $I_{DS}R$ เมื่อ R คือความต้านทานของช่องทางเดินกระแส ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์ที่จุด x นี้ก็คือ $V_{GS} - V(x)$ และถ้าชั้นออกไซด์หนา t_{ox} มีความหนามากกว่าความลึกของช่องทางเดินกระแสมากๆ จะได้ว่าสนามไฟฟ้าในชั้นออกไซด์ที่จุด x ก็คือ

$$E(x) = \frac{[V_{GS} - V(x)]}{t_{ox}} \quad (2.13)$$

จากกฎของเกาส์ จะหาความหนาแน่นของประจุที่ผิว (Surface charge) ซึ่งถูกเหนี่ยวนำในช่องทางเดินกระแสที่จุด x ได้เป็น

$$\begin{aligned} \rho_i(x) &= \epsilon_{ox} E(x) \\ \rho_i(x) &= \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} [V_{GS} - V(x)] \end{aligned} \quad (2.14)$$

โดยที่ ϵ_{ox} คือ Permittivity ของชั้นออกไซด์

อย่างไรก็ตามประจุที่เกิดขึ้น จะยังไม่สามารถนำกระแสในช่องทางเดินกระแสได้ เนื่องจากขณะที่แรงดัน V_{GS} มีค่าน้อยๆ บริเวณผิวสัมผัสระหว่างออกไซด์กับสารกึ่งตัวนำซึ่งเป็นฐานรองจะเกิดเฉพาะบริเวณปลอดประจุพาหะขึ้นยังไม่เกิดเป็นชั้นกลับแต่ถ้าแรงดัน V_{GS} มีค่ามากกว่าแรงดัน-ขีดเริ่ม V_T แล้วจะเกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดชั้นกลับขึ้นได้ ซึ่งก็จะนำไฟฟ้าระหว่างขั้วเดรนกับขั้วซอสได้ทันที สมมุติว่าความหนาแน่นของประจุพาหะที่ผิวที่เพิ่มขึ้นในช่องทางเดินกระแสเป็นชั้นกลับมีค่าเป็น $\Delta n(x)$ แล้ว ดังนั้นจะได้ว่า

$$\rho_i(x) = q\Delta n(x) \quad (2.15)$$

จากนิยามของ V_T คือแรงดันที่ตกคร่อมชั้นของออกไซด์ ซึ่งพอดีทำให้ความหนาแน่นของประจุในช่องทางเดินกระแสมีค่าเป็นศูนย์ จะได้ว่า

$$q\Delta n(x) = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \{ [V_{GS} - V(x)] - V_T \} \quad \text{เมื่อ } [V_G - V(x)] > V_T \quad (2.16)$$

และ

$$q\Delta n(x) = 0 \quad \text{เมื่อ } [V_{GS} - V(x)] < V_T \quad (2.17)$$

ถ้าให้ $G(x)$ แทนค่าความนำไฟฟ้า ของส่วนเล็กๆ ของช่องทางเดินกระแสซึ่งบางมากๆ

ในช่วงความยาว dx และกว้าง W จะมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(x) = \sigma(x) \frac{W}{dx} \quad (2.18)$$

โดยที่ $\sigma(x)$ คือสภาพนำไฟฟ้าที่ผิวต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่ของช่องทางเดินกระแส ดังนั้นจะได้ว่า

$$G(x) = q\Delta n(x) \mu_e \frac{W}{dx}$$

$$G(x) = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e \frac{W}{dx} \{ [V_{GS} - V(x)] - V_T \} \quad (2.19)$$

โดยที่ μ_e คือความคล่องตัวของอิเล็กตรอนในช่องทางเดินกระแส จากกฎของโอห์มจะได้ว่า

$$I_{DS} = G(x) \cdot dV \quad (2.20)$$

โดยที่ dV คือแรงดันที่ตกคร่อมส่วนเล็กๆ ในช่องทางเดินกระแสซึ่งยาว dx ดังนั้น

$$I_{DS} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e \frac{W}{dx} \{ [V_{GS} - V(x)] - V_T \} dV \quad (2.21)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตตลอดแนวแท่งผลึกซึ่งยาว L และมีแรงดันตกคร่อมรวมทั้งหมดเป็น V_{DS} และสมมติว่าค่าความต้านทานที่ไม่ต้องการซึ่งเกิดขึ้นที่ขั้วเดรนและซอร์ส มีค่าน้อยมาก ๆ ดังนั้นจะได้

$$\int_0^L I_{DS} dx = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e W \int_0^{V_{DS}} \{ [V_{GS} - V(x)] - V_T \} dV$$

$$I_{DS} \cdot L = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e W \left([V_{GS} - V_T] V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right)$$

หรือ

$$I_{DS} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e \frac{W}{L} \left([V_{GS} - V_T] V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \quad (2.22)$$

สมการที่ (2.22) นี้เป็นสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{DS} กับแรงดัน V_{DS} ที่ค่าแรงดัน $V_{DS} \leq (V_{GS} - V_T)$ อย่างไรก็ตามจากสมการที่ (2.22) นี้ สามารถนำมาพิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันในแต่ละกรณีของการทำงานของมอสเฟตกำลังได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือที่ประสงค์อื่นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำเนื้อหาไปใช้เชิงพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. กรณีที่มอสเฟตกำลังทำงานในช่วงเชิงเส้น (Linear region) โดยพิจารณาว่าแรงดัน V_{DS} มีค่าน้อยๆ หรือ $(V_{GS} - V_T) > V_{DS}$ เพื่อให้เกิดช่องทางเดินกระแสเชื่อมต่อยุ่ระหว่างขั้วซอสกับขั้วเดรน ดังนั้น $(V_{GS} - V_T)V_{DS} \gg \frac{V_{DS}^2}{2}$ ซึ่งจากสมการที่ (2.22) จะลดรูปลงได้เป็น

$$I_{DS} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) V_{DS} \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) นี้จะเห็นว่ากระแส I_{DS} จะแปรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดัน V_{DS} ที่ V_{GS} คงที่ค่าหนึ่งๆ

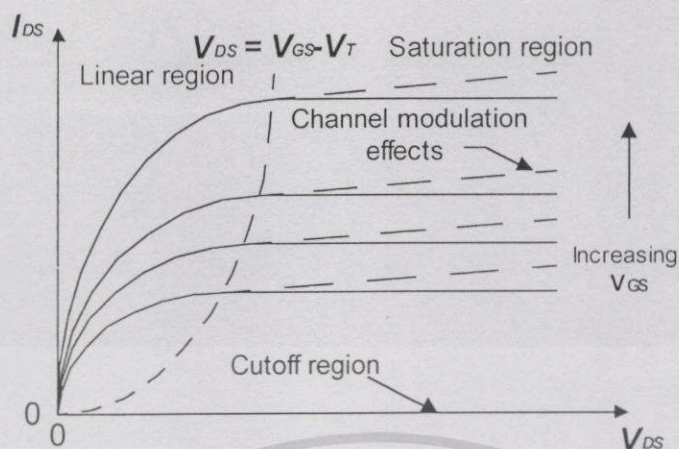
2. กรณีที่ มอสเฟตกำลังทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation region) โดยพิจารณาว่าแรงดัน $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_T)$ เพื่อให้แน่ใจว่าเกิดบริเวณปลอดประจุพาหะที่ช่องทางเดินกระแสตรงส่วนที่อยู่ติดกับส่วนเดรน ดังนั้นกระแส I_{DS} จึงมีปริมาณคงที่ตลอด แม้ว่าแรงดัน V_{DS} จะเพิ่มขึ้นอีกก็ตาม ซึ่งกระแส I_{DS} ที่คงที่นี้จะเริ่มคงที่ตั้งแต่ $V_{DS} = (V_{GS} - V_T)$ ดังนั้นกระแส I_{DS} ที่คงที่ในช่วงอิ่มตัวนี้ จึงมีค่าเป็น

$$I_{DS(sat)} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e \frac{W}{L} \left([V_{GS} - V_T] [V_{GS} - V_T] - \frac{[V_{GS} - V_T]^2}{2} \right)$$

$$\therefore I_{DS(sat)} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu_e \frac{W}{L} \left(\frac{[V_{GS} - V_T]^2}{2} \right) \quad (2.24)$$

จากสมการที่ (2.24) นี้ จะเห็นว่ากระแส $I_{DS(sat)}$ จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับค่าแรงดัน V_{DS} โดยจะมีค่าคงที่ที่ V_{GS} ค่าหนึ่งๆ

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{DS} กับแรงดัน V_{DS} ในขณะมอสเฟตกำลังทำงานในแต่ละช่วงแสดงดังรูปที่ 2.11

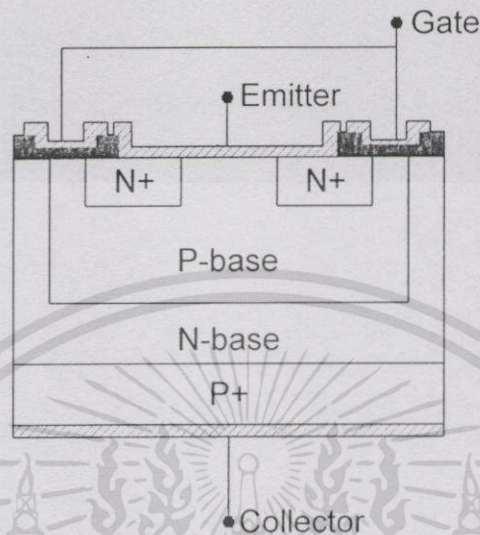


รูปที่ 2.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{DS} กับแรงดัน V_{DS}

2.1.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

โครงสร้างของ IGBT

IGBT เป็นโครงสร้างที่เกิดจากการรวมโครงสร้างเกทแบบมอสเฟต และการนำกระแสแบบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เข้าไว้ด้วยกัน โดยโครงสร้างประกอบด้วย 4 ชั้น คือชั้น N^+ -emitter, P-base, N-base และชั้น P^+ -collector และมี 3 ขั้วไฟฟ้าคือ ขั้วเกท, ขั้วอิมิตเตอร์ และขั้วคอลเลคเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.12 การทำงานของ IGBT สามารถทำได้ง่ายโดยการเหนี่ยวนำให้เกิดช่องทางเดินกระแส ด้วยการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงค่าบวกที่ขั้วเกท ทำให้อิเล็กตรอนสามารถเคลื่อนที่จากบริเวณ N^+ -emitter ผ่านชั้น P-base มายังชั้น N-base ได้ เช่นเดียวกับมอสเฟตกำลัง ลักษณะเด่นของโครงสร้างชนิดนี้คือ นอกจากมีอิเล็กตรอนที่ถูกฉีดจากขั้วอิมิตเตอร์แล้ว ยังมีโฮลที่ถูกฉีดจากขั้วคอลเลคเตอร์ คือ จาก P^+ -collector เข้าไปยังชั้น N-base ในสถานะนำกระแสไปหน้าเป็นพาหะอีกตัวหนึ่ง ส่งผลให้อุปกรณ์ชนิดนี้มีความต้านทานในสถานะนำกระแสต่ำลง ทำให้มีความหนาแน่นกระแสสูง และสามารถควบคุมการไหลของกระแส โดยการควบคุมแรงดันจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่ขั้วเกทจึงลดความยุ่งยากของวงจรขับด้วย [1], [5]



รูปที่ 2.12 โครงสร้างภาพตัดขวางของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT

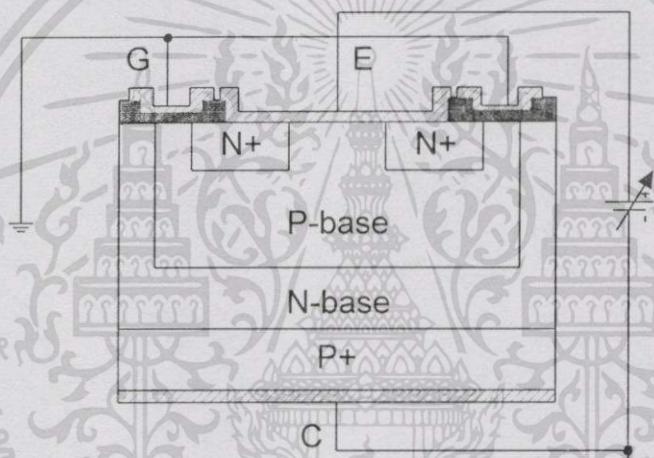
การเปลี่ยนสถานะการทำงานของ IGBT จาก ON ไปสู่ OFF สามารถทำได้โดยการตัดช่องทางเดินกระแสที่ผิวของชั้น P-base บริเวณใต้เกตด้วยการลัดวงจรระหว่างขั้วเกต เข้ากับขั้วอิมิตเตอร์ ทำให้อิเล็กตรอนซึ่งเป็นประจุส่วนมาก ไม่สามารถไหลผ่านไปยังชั้น N-base ได้ แต่อย่างไรก็ตาม การตัดช่องทางเดินกระแสเป็นเพียงการลดการไหลของอิเล็กตรอนเท่านั้น แต่ในส่วนของโฮล ที่ฉีดจาก P⁺-collector เข้าไปเป็นประจุพาหะส่วนน้อยใน N-base ยังคงมีความหนาแน่นสูงในช่วงแรกหลังจากตัดช่องทางเดินกระแส และจะค่อยๆ ลดลงขึ้นอยู่กับค่าช่วงอายุของประจุพาหะส่วนน้อยโฮลนั้น ส่งผลให้ไม่สามารถตัดกระแส (turn-off) ได้ทันที ทำให้ความเร็วในการสวิตชิง (Switching speed) ของ IGBT มีค่าต่ำกว่ามอสเฟตกำลัง

การทำงานของอุปกรณ์ IGBT

การทำงานของอุปกรณ์ IGBT สามารถแบ่งเป็นสภาวะใหญ่ ๆ ได้ 3 สภาวะคือ

1. สภาวะปิดกั้นย้อนกลับ (Reverse Blocking Mode)

เกิดจากการให้แรงดันไฟเลี้ยงค่าลบที่ขั้วคอลเลกเตอร์ ทำให้รอยต่อ P⁺-collector กับ N-base อยู่ในสภาวะถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ ทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะขยายเข้าไปในบริเวณ N-base กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านรอยต่อนี้ได้ จนกว่าจะถึงค่าแรงดันพังทลายของรอยต่อ P⁺- collector กับ N-base กระแสจึงสามารถไหลแต่ไม่สามารถควบคุมการไหลของกระแสได้



รูปที่ 2.13 การให้แรงดันไฟเลี้ยงกับอุปกรณ์ IGBT เพื่อให้ทำงานในสภาวะปิดกั้นย้อนกลับ

โดยที่แรงดันพังทลายในขณะอยู่ในสภาวะปิดกั้นย้อนกลับ จะถูกกำหนดโดยโครงสร้างแฝงไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบเบสเปิด ที่เกิดขึ้นจากชั้น P⁺- collector, N-base และ P-base โดยรอยต่อระหว่าง P⁺- collector กับ N-base จะเป็นตัวกำหนดความสามารถในการปิดกั้นย้อนกลับของอุปกรณ์ ดังนั้นในการออกแบบอุปกรณ์ IGBT เพื่อให้ได้ความสามารถในการปิดกั้นย้อนกลับตามต้องการ จึงต้องคำนึงถึงความต้านทานและความหนาของชั้น N-base ที่เหมาะสมเพื่อป้องกันการเกิดพินซ์ทรู (punch through) ขึ้นได้ ถ้าความหนาแน่นอะตอมสารเจือของชั้น N-base มีค่าน้อย

ความกว้างของชั้น N-base ที่ทำให้อุปกรณ์สามารถทนแรงดันปิดกั้นสูงสุด จะมีค่าใกล้เคียงกับผลรวมของความกว้างของบริเวณปลอดประจุพาหะที่แรงดันสูงสุด บวกกับระยะการแพร่ (diffusion length) ของประจุพาหะและความกว้างของชั้น N-base จะสัมพันธ์กับค่าแรงดันแบบปิด

กั้น ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.25) เอกสารเรียนการสอนไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$d = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s V_m}{qN_D}} + L_p \quad (2.25)$$

โดยที่ d คือความกว้างของชั้น N-base ที่แรงดันปิดกั้นสูงสุด

V_m คือค่าแรงดันปิดกั้นสูงสุด

L_p คือระยะการแพร่ของประจุพาหะส่วนน้อย

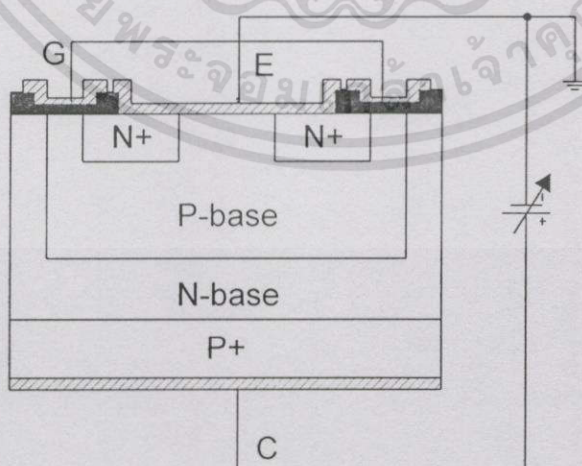
N_D คือระดับความหนาแน่นอะตอมสารเจือผู้ให้

ε_s คือ Permittivity ของสารกึ่งตัวนำ

q คือค่าประจุไฟฟ้าของอิเล็กตรอน

2. สถานะปิดกั้นไปหน้า (Forward Blocking Mode)

เกิดจากการให้แรงดันไฟเลี้ยงค่าบวกที่ขั้วคอลเลคเตอร์ ทำให้รอยต่อระหว่าง N-base กับ P-base อยู่ในสภาวะถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ กระแสจึงไม่สามารถไหลผ่านรอยต่อได้ ในขณะเดียวกันก็ลัดวงจรระหว่างขั้วคอลเลคเตอร์เข้ากับขั้วเกท เพื่อป้องกันการเกิดช่องทางเดินกระแสที่ผิวของชั้น P-base ทำให้รอยต่อระหว่าง N-base กับ P-base เป็นตัวกำหนดความสามารถในการปิดกั้นไปหน้า และนอกจากนั้นความหนาแน่นอะตอมสารเจือในชั้น P-base ยังเป็นตัวกำหนดค่าแรงดันขีดเริ่มของทางเดินกระแสของมอสเฟตอีกด้วย ดังนั้นในการออกแบบ IGBT ความกว้างของชั้น N-base จึงต้องมีค่ามากพอที่จะป้องกันไม่ให้เกิดพันธันท์รู มาถึงชั้น N^+ -emitter ได้

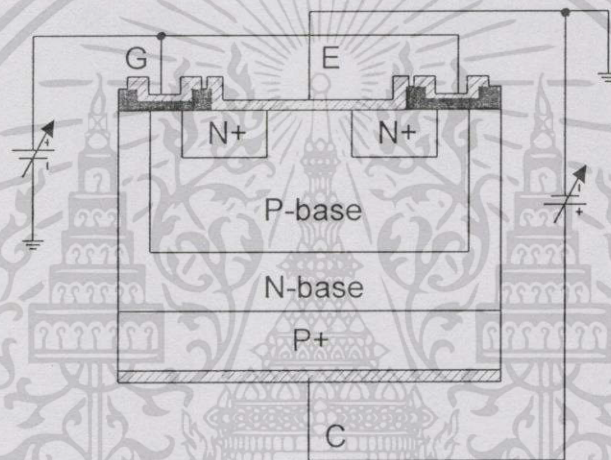


รูปที่ 2.14 การให้แรงดันไฟเลี้ยงกับอุปกรณ์ IGBT เพื่อให้ทำงานในสภาวะปิดกั้นไปหน้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

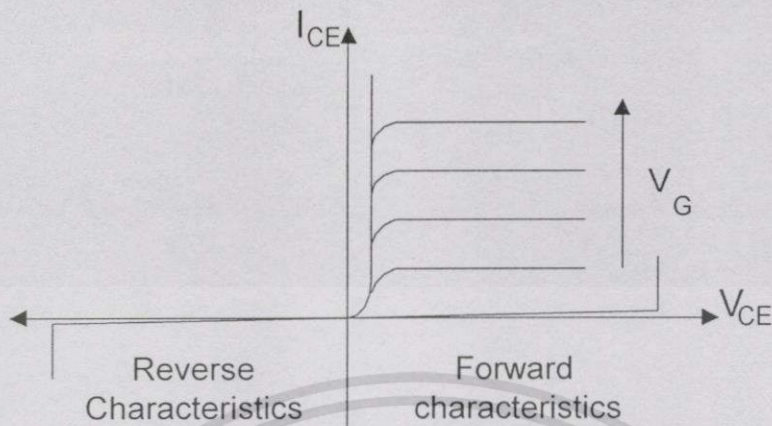
3. สถานะนำกระแสไปหน้า (Forward Conducting Mode)

เกิดจากการให้แรงดันไฟเลี้ยงค่าบวกที่ขั้วเกต เมื่อเทียบกับขั้วอิมิตเตอร์ ในขณะที่เดียวกันก็ให้แรงดันไฟเลี้ยงค่าบวกที่ขั้วคอลเลคเตอร์ เหมือนสถานะปิดกั้นไปหน้า ซึ่งการให้แรงดันไฟเลี้ยงค่าบวกที่ขั้วเกตเมื่อเทียบกับขั้วอิมิตเตอร์ สูงกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำให้เกิดช่องทางเดินกระแสขึ้นที่บริเวณผิวของชั้น P-base ได้ส่วนเกต ส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นช่องทางเดินกระแส ทำให้อิเล็กตรอนสามารถไหลผ่านจากชั้น N^+ -emitter ไปยังบริเวณชั้น N-base ได้ และการให้แรงดันไฟเลี้ยงค่าบวกที่ขั้วคอลเลคเตอร์ จะทำให้รอยต่อ P^+ -collector กับ N-base อยู่ในสถานะถูกนำกระแสไปหน้า ส่งผลให้เกิดการมอดูเลตสภาพนำ ทำให้อุปกรณ์มีความต้านทานในสถานะนำกระแสต่ำ และมีความหนาแน่นกระแสสูง ในสถานะนำกระแสไปหน้า



รูปที่ 2.15 การให้แรงดันไฟเลี้ยงกับอุปกรณ์ IGBT เพื่อให้ทำงานในสถานะนำกระแสไปหน้า

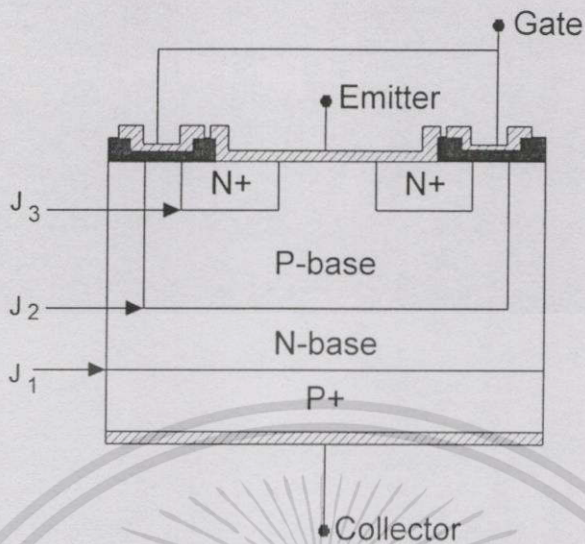
จากการทำงานทั้งสามสถานะที่กล่าวมา สถานะนำกระแสไปหน้าเป็นสถานะที่น่าสนใจและถูกใช้งานมากที่สุด ที่สถานะนี้รอยต่อ P^+ -collector กับ N-base อยู่ในสถานะถูกจ่ายไฟเลี้ยงตรง ทำให้เกิดการฉีดประจุพาหะส่วนน้อยจาก P^+ -collector เข้าไปยังชั้น N-base และจะฉีดมากขึ้นเมื่อเพิ่มค่าแรงดันไฟเลี้ยงที่ขั้วคอลเลคเตอร์ จนถึงจุดหนึ่งซึ่งความเข้มข้นของประจุพาหะส่วนน้อยเท่ากับระดับความหนาแน่นอะตอมสารเจือเหมือนกับเป็นชั้นอินทรินซิก (intrinsic) ดังนั้นการทำงานของอุปกรณ์ในสถานะนี้จึงมีลักษณะเหมือนกับ พี-ไอ-เอ็น ไดโอด (P-i-N diode) ที่อยู่ในสถานะนำกระแสไปหน้า อย่างไรก็ตามความสามารถในการนำกระแสของช่องทางเดินกระแสที่ถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นมีขีดจำกัด เนื่องจากเกิดศักย์ไฟฟ้า ตกคร่อมช่องทางเดินกระแส ส่งผลให้กระแสไปหน้า (Forward current) มีค่าคงที่ที่ค่าหนึ่ง ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{CE} กับแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT แสดงได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_{CE} กับแรงดัน V_{CE} ของ IGBT

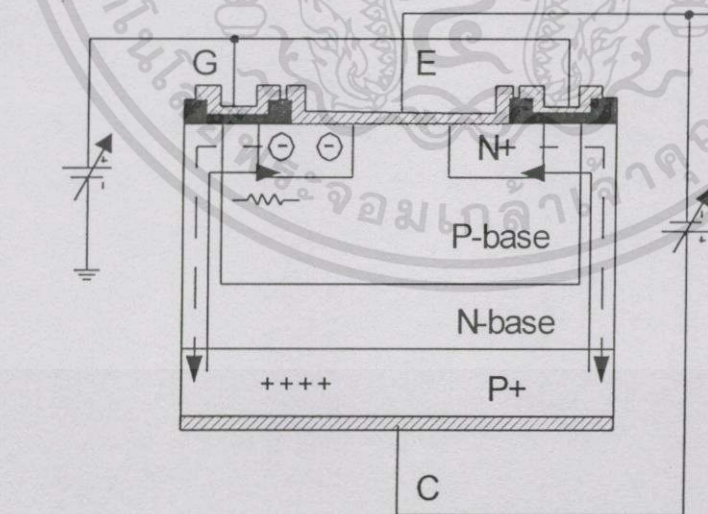
สถานะนำกระแส

เมื่อขั้วคอลเลกเตอร์ได้รับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงตรง ก็เป็นบวกเมื่อเทียบกับขั้วอิมิตเตอร์ และแรงดันระหว่างขั้วเกตกับขั้วอิมิตเตอร์มีค่าเกินแรงดันขีดเริ่ม ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขั้วเกตจะดึงอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ภายใต้ขั้วเกต ทำให้ชั้น P-base ส่วนใต้ขั้วเกต แปรสภาพเป็นอิเล็กตรอน ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ N-base เข้ากับบริเวณ N⁻ emitter ซึ่งลักษณะเช่นนี้ เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขั้วอิมิตเตอร์ ผ่านบริเวณใต้ขั้วเกตมายังบริเวณลอยเลื่อน N-base จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้น P⁺ collector เพราะรอยต่อ J_r ดังรูปที่ 2.17 ถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงตรง ทำให้ IGBT อยู่ในสถานะนำกระแส เกิดกระแสไฟฟ้าไหลจากขั้วคอลเลกเตอร์ไปขั้วอิมิตเตอร์ได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายในบริเวณ N-base เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation)



รูปที่ 2.17 ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

ผลของการมอดูเลตสภาพนำ ทำให้ความต้านทานบริเวณ N-base มีค่าต่ำลง เป็นการเพิ่มความสามารถในการขับกระแสให้สูงขึ้น ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลง ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วย ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงในรูปที่ 2.18



-----> อิเล็กตรอน
 —————> โฮล

รูปที่ 2.18 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

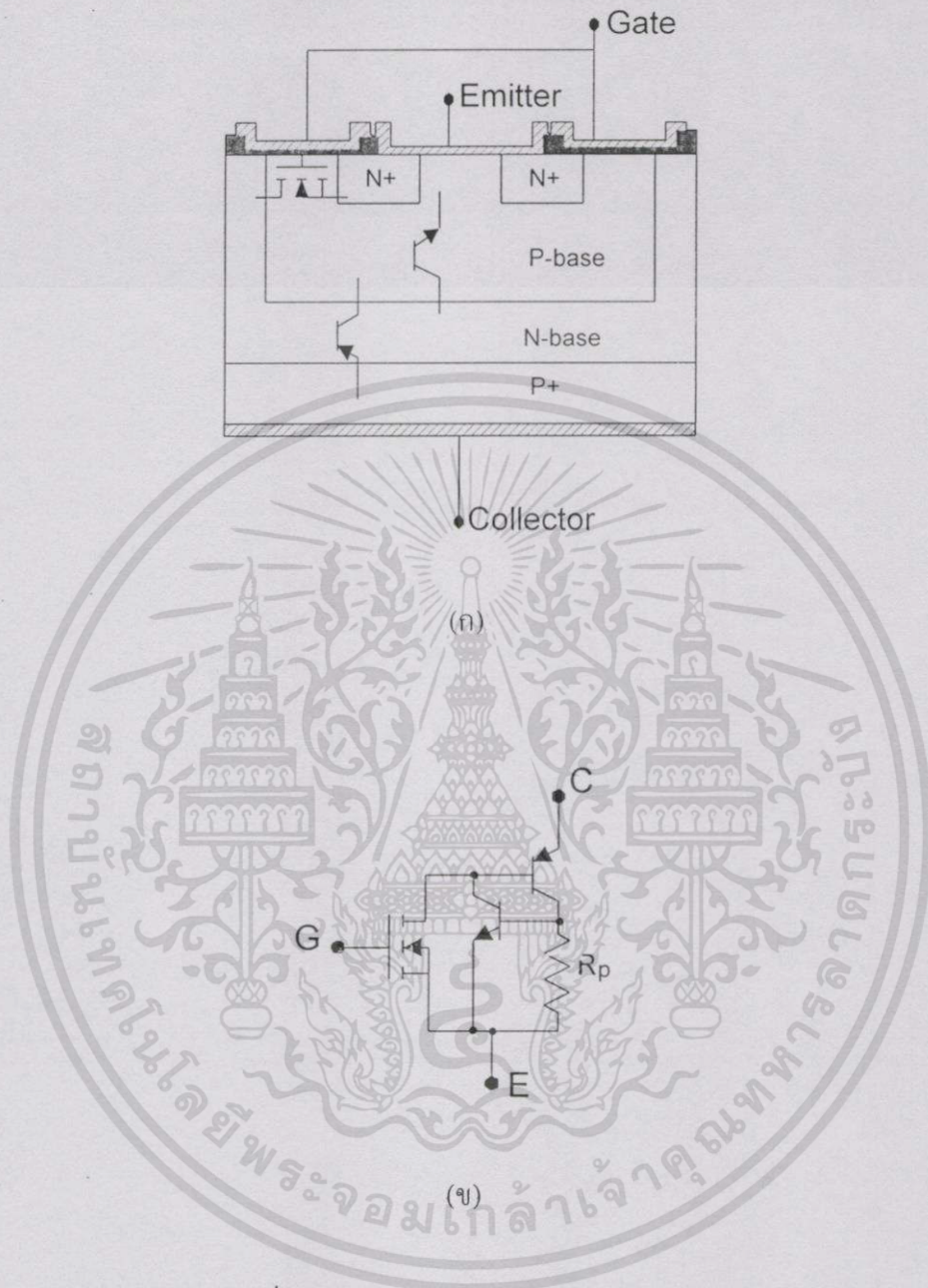
สภาวะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ลดต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม ค่าแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้น P-base เป็นอิลีกตรอนได้ ทำให้บริเวณ N-base ไม่ต่อกับขั้วอิมิตเตอร์ IGBT จึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อบริเวณ P-base และ N-base ที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ จะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะชั้นที่รอยต่อบริเวณ P-base และ N-base ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามาบริเวณ N-base มากกว่าขยายไปบริเวณชั้น P-base เพราะชั้น P-base มีความหนาแน่นในการเติมสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่เติมเข้าไปในบริเวณลอยเลื่อน N-base มีค่ามากพอ จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถชนกับชั้น P'-collector ได้ เนื่องจากการชนกันของบริเวณทั้งสอง จะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านถูกจ่ายไฟเลี้ยงตรง

การแลตซ์ใน IGBT

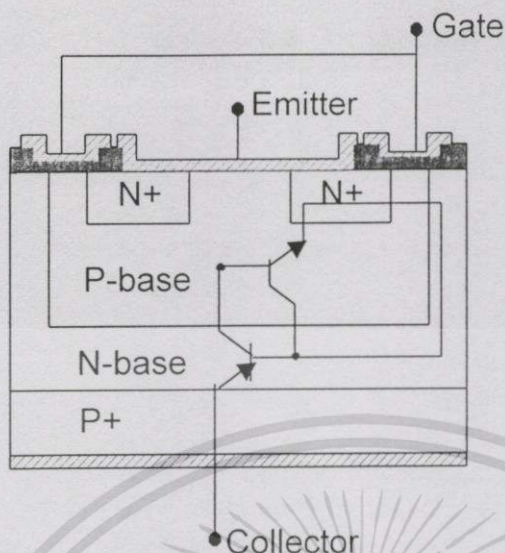
กระแสโฮลที่เกิดเนื่องจากชั้น P'-collector นั้น มีโฮลส่วนใหญ่รวมกับอิลีกตรอนภายใต้ขั้ว เกทบริเวณ N-base และมีกระแสโฮลบางส่วนที่ไหลข้ามบริเวณ N-base เข้าสู่บริเวณชั้น P-base ได้โดยตรง ผลของกระแสโฮลนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (lateral resistance) ดังรูปที่ 2.18 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้รอยต่อบริเวณ N⁺-emitter และ P-base ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงตรง เป็นผลให้อิลีกตรอนจากบริเวณ N⁺-emitter ถูกฉีดเข้าไปในชั้น P-base



รูปที่ 2.19 (ก) โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตอยู่ภายใน
(ข) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.19 (ข) หมายถึงขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นได้รับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงตรง ส่งผลให้ไทรสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของ IGBT อยู่ในสถานะแลตซ์การนำกระแส ทำให้ขั้วเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณกระแสคอลเลคเตอร์ได้ ถ้าหากมีการแลตซ์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้อุปกรณ์ IGBT เสียหายได้ เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิกัดที่ทนได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 การเกิดปรากฏการณ์แลตซ์-ออฟ ขึ้นในอุปกรณ์ IGBT

โครงสร้าง P-N-P-N แบบไตรสเตอร์ เป็นสาเหตุให้เกิดปรากฏการณ์แลตซ์ขึ้น ในขณะที่ IGBT ทำงาน เสมือนมีทรานซิสเตอร์ 2 ตัว คือ PNP และ NPN เกิดขึ้น จากรูปที่ 2.20 รอยต่อที่บริเวณขั้วเบสและขั้วคอลเลกเตอร์ถูกต่อเข้าด้วยกัน เมื่ออยู่ในสภาวะทำงาน กระแสคอลเลกเตอร์ของ PNP จะไหลเข้าไปยังขั้วเบสของ NPN และกระแสคอลเลกเตอร์ของ NPN ก็จะไหลไปที่ขั้วเบสของ PNP การต่อลักษณะนี้ สามารถทำให้ไบโพลาร์ทั้งสองตัวเข้าสู่สภาวะอิ่มตัวได้ง่าย จึงมีกระแสเกิดขึ้นที่บริเวณนี้มาก ทำให้ในขณะที่ IGBT อยู่ในสภาวะทำงาน ไม่สามารถควบคุมการไหลของกระแสของอุปกรณ์ได้ด้วยการควบคุมแรงดันไบอัสที่ขั้วเกต ส่งผลให้เกิดความเสียหายกับอุปกรณ์ได้

มาตรฐานคู่มือของผู้ผลิต มีการบอกค่ากระแสคอลเลกเตอร์สูงสุดที่สามารถไหลผ่าน IGBT ได้โดยยังไม่เกิดการแลตซ์ขึ้น แต่เนื่องจากกระแสคอลเลกเตอร์ถูกกำหนด หรือถูกควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขั้วเกตกับขั้วอิมิตเตอร์ บางครั้งคู่มือของผู้ผลิตจึงบอกค่าแรงดันระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์สูงสุดที่จะไม่ทำให้เกิดการแลตซ์ แทนการบอกค่ากระแสคอลเลกเตอร์สูงสุด

การแลตซ์ที่กล่าวข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ในโหมดสแตติก (static mode) เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสไหลในสภาวะนำกระแสมีค่าเกินค่ากระแสคอลเลกเตอร์สูงสุด แต่ลักษณะการแลตซ์อาจเกิดขึ้นในกรณีกระแสมีค่าต่ำกว่าค่ากระแสคอลเลกเตอร์สูงสุดได้ เรียกว่าการแลตซ์ในโหมดไดนามิก (dynamic mode) จะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนการทำงานจากสภาวะนำกระแสเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแส เพราะเมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส กระแสคอลเลกเตอร์เริ่มลดลงอย่างรวดเร็ว รอยต่อบริเวณ P-base และ N-base จะต้องได้รับแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ทำให้บริเวณปลดพาหะบริเวณ P-base ขยาย โดยจะขยายเข้าสู่บริเวณ N-base มากกว่า เพราะมีเอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนสื่อออนไลน์
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาแน่นในการเติมสารเจือต่ำกว่า การขยายบริเวณปลอดพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ N-base ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอน หลุดรอดจากการจัดขวางของบริเวณปลอดพาหะ เข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ P-base และ N-base เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้น ทำให้ทรานซิสเตอร์ภายใน IGBT เกิดการแลตช์ได้ เมื่อเกิดการแลตช์ขึ้น แรงดันตกคร่อมขั้วอิมิตเตอร์และขั้วคอลเลกเตอร์ขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับปกติ

การป้องกันการแลตช์

การหลีกเลี่ยงการแลตช์ของ IGBT สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิต และผู้ใช้งาน ผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วน P-base ให้มีความต้านทานข้างเคียงต่ำสุด เพื่อเพิ่มค่ากระแสคอลเลกเตอร์สูงสุดให้มีค่าสูงสุด ซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลตช์ลงได้

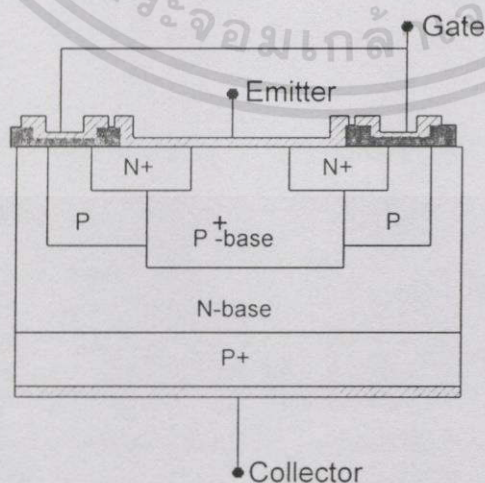
1. ลดความกว้างของบริเวณ N⁻-emitter ลง นั่นคือลดค่า L_N ที่แสดงในรูปที่ 2.17 ลงเนื่องจาก

$$R = \rho \frac{L_N}{A} \quad (2.26)$$

โดย ρ คือสภาพความต้านทาน

จากสมการที่ (2.26) ถ้าลดค่า L_N จะทำให้ค่าความต้านทานบริเวณ P-base ลดลงด้วย

2. แบ่งระดับความหนาแน่นในการเติมสารเจือของบริเวณ P-base ดังรูปที่ 2.21 บริเวณ P-base ภายใต้อิมิตเตอร์เติมด้วยสารเจือความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าบริเวณ N⁻-emitter แต่ส่วนอื่นของบริเวณ P-base จะถูกเติมสารเจือด้วยความหนาแน่นมากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็มากกว่าด้วย ทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลง



รูปที่ 2.21 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตช์ใน IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

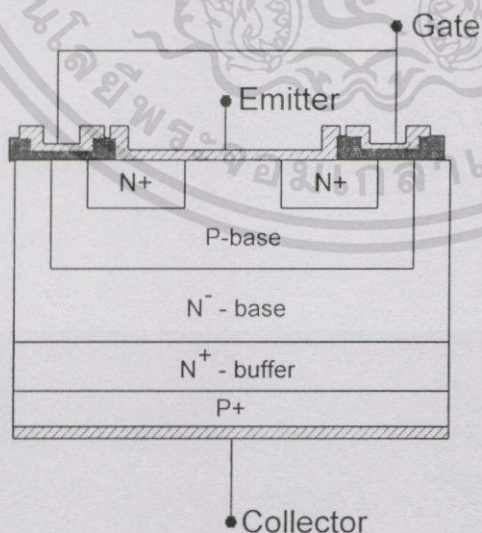
สำหรับผู้ใช้งานสามารถป้องกันการแลตช์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโหลดไหลเกินค่ากระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด และป้องกันการแลตช์ในโหมดไดนามิกได้ โดยช่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้นานขึ้น เพื่อให้โวลที่ค้างอยู่ในบริเวณ N-base มีเวลามากพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การช่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น ทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขั้วเกตของ IGBT

การเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์

ในสภาวะหยุดนำกระแสบริเวณรอยต่อ J_2 จะได้รับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะขึ้นที่รอยต่อบริเวณ P-base และ N-base ซึ่งบริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายเข้าบริเวณชั้น N-base ถ้าความกว้างและความหนาแน่นของชั้น N-base มากพอ จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถชนกับชั้น P^+ -collector ได้

ถ้าต้องการลดความหนาของบริเวณ N-base ลง แต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไฟไหลตรงไว้ สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ N^- -buffer เข้าไป ดังรูปที่ 2.22 เพื่อป้องกันการชนกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณ P^+ -collector โดยเรียก IGBT ชนิดนี้ว่า IGBT แบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาของบริเวณ N-base ลง จะช่วยให้เกิดข้อดีสองประการคือ

- 1) ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดลงด้วย
- 2) ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้



รูปที่ 2.22 โครงสร้างของอุปกรณ์ IGBT เมื่อเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์

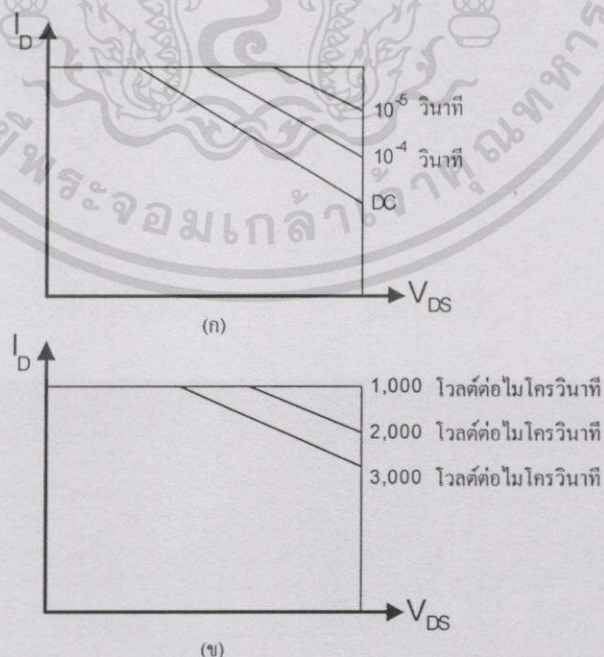
ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ N^+ -buffer คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลง ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT ได้รับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับที่ขั้วคอลเลกเตอร์ รอยต่อบริเวณ N-base และ P^+ -collector ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการเติมสารเจือของสารมาก ทำให้ไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น IGBT ชนิดนี้จึงไม่เหมาะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

ในกรณี IGBT ที่ไม่มีการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ N^+ -buffer ถูกเรียกว่า IGBT แบบสมมาตร ซึ่งจะม้อัตรทนแรงดันย้อนกลับสูงพอๆ กับค่าอัตราทนแรงดันไหลตรง เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย หรือ SOA (safe operating area) คือพื้นที่เอาที่พู่ทของอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้โดยไม่ทำให้อุปกรณ์เสียหาย เพราะกำลังไฟฟ้าที่ให้กับอุปกรณ์จะทำให้อุณหภูมิของอุปกรณ์เพิ่มขึ้นและเกิดผลเสียหายต่ออุปกรณ์

IGBT มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัยในขณะที่จ่ายแรงดันไฟเลี้ยงตรง (forward bias safe operating area : FBSOA) กว้างมาก เปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการสวิตช์สั้นๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับมอสเฟตกำลังแล้ว IGBT จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน



รูปที่ 2.23 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสาร (ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับ โยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่น่ากระแสแล้ว จุดทำงานของ IGBT จะต้องมีย่านแรงดัน และกระแสที่ขั้วคอลเลกเตอร์อยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงให้แรงดันไฟเลี้ยงตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 2.23 (ก) หากไม่เช่นนั้นจะทำให้อุปกรณ์ IGBT เสียหายขึ้น จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ IGBT แสดงถึงขีดจำกัดของกระแสคอลเลกเตอร์, อัตราทนแรงดันไฟเลี้ยงตรง และอุณหภูมิรอยต่อของ IGBT ตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับ (reverse bias safe operating area : RBSOA) จะแตกต่างจากช่วงแรงดันไฟเลี้ยงตรง โดยรูปนี้จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขั้วคอลเลกเตอร์ต่อเวลา (dV_{ds}/dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อ และจะมีพื้นที่แคบลงถ้า dV_{ds}/dt มีค่ามากขึ้น เหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้นี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ IGBT

ค่า dV_{ds}/dt มีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็ว (dV_{ds}/dt มีค่ามาก) จะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้นลง ซึ่งขีดจำกัด dV_{ds}/dt ของ IGBT มีค่าสูงมาก เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่น

2.2 การเปรียบเทียบระหว่าง IGBT, มอสเฟตกำลัง และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง

แสดงให้เห็นข้อได้เปรียบของ IGBT เมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างแบบมอสเฟตกำลังและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลังดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบตัวแปรของ IGBT, มอสเฟตกำลัง และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง

พารามิเตอร์	ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	มอสเฟตกำลัง	IGBT
การทนกำลัง	สูง	ปานกลาง	สูง
ความต้านทานอินพุต	ต่ำ	สูง	สูง
ความต้านทานในสถานะนำกระแส	ต่ำ	สูง	ต่ำ
การตอบสนองความถี่	ปานกลาง	สูง	สูง
ระบบระบายความร้อน	ใหญ่	ใหญ่	เล็ก
การสูญเสียกำลังด้านอินพุต	สูง	ต่ำ	ต่ำ
ความยุ่งยากและราคาของวงจรขับ (drive circuit)	มาก	น้อย	น้อย
ราคา	ปานกลาง	แพง	แพง

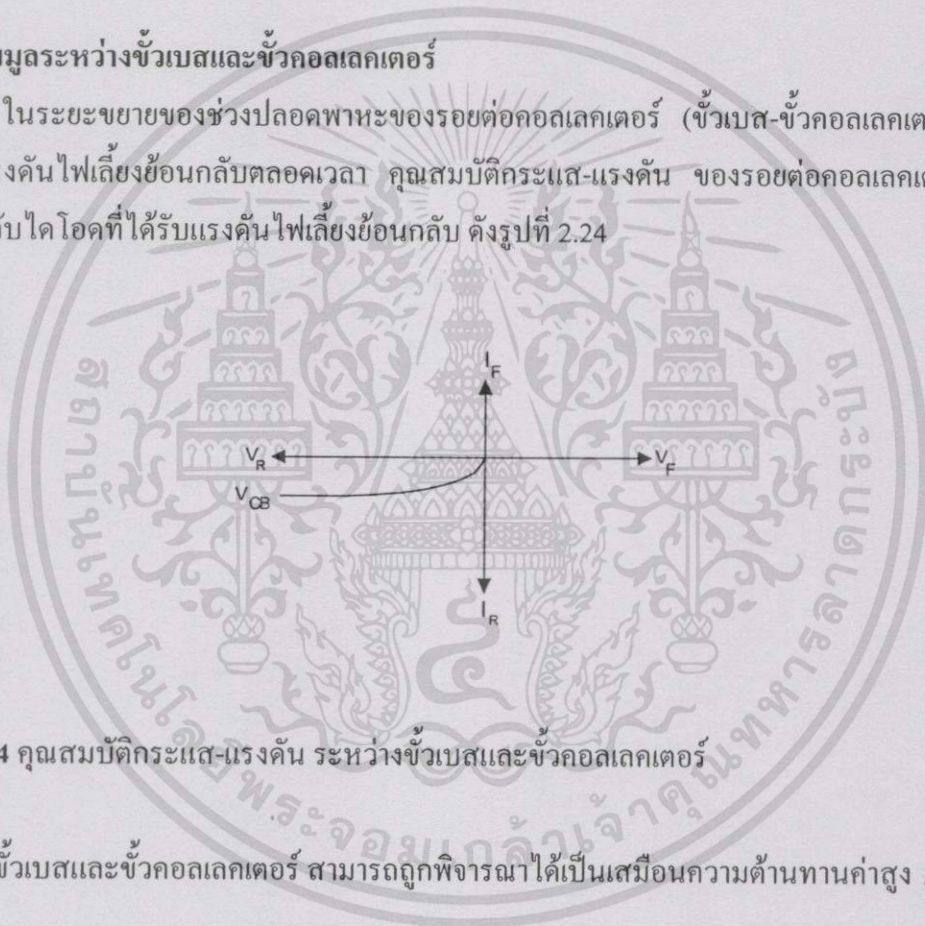
2.3 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์

2.3.1 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

กระแสเบส I_B ถูกขยายและปรากฏในวงจรคอลลเลคเตอร์กลายเป็นวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์แบบไฮบริดพาย ซึ่งได้มาจากการพิจารณาคูสมบัติกระแส-แรงดันของตัวทรานซิสเตอร์โดยพิจารณาครั้งละ 2 ขั้ว คือ ขั้วเบส - ขั้วคอลลเลคเตอร์, ขั้วคอลลเลคเตอร์ - ขั้วอิมิตเตอร์ และ ขั้วเบส-ขั้วอิมิตเตอร์

วงจรสมมูลระหว่างขั้วเบสและขั้วคอลลเลคเตอร์

ในระยะขยายของช่วงปลอดพาหะของรอยต่อคอลลเลคเตอร์ (ขั้วเบส-ขั้วคอลลเลคเตอร์) จะได้รับแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับตลอดเวลา คูสมบัติกระแส-แรงดัน ของรอยต่อคอลลเลคเตอร์ จึงเหมือนกับไดโอดที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับ ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 คูสมบัติกระแส-แรงดัน ระหว่างขั้วเบสและขั้วคอลลเลคเตอร์

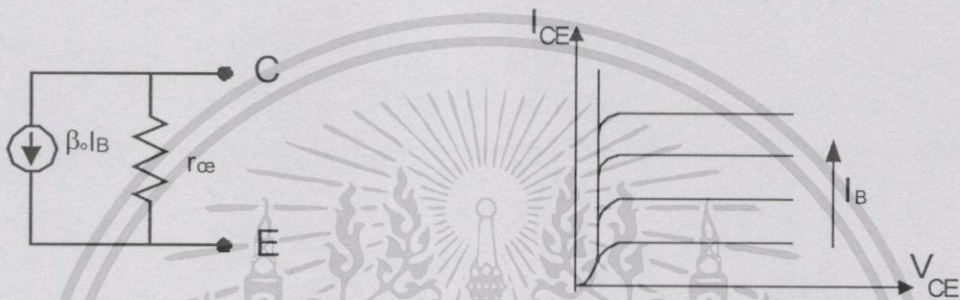
ระหว่างขั้วเบสและขั้วคอลลเลคเตอร์ สามารถถูกพิจารณาได้เป็นเสมือนความต้านทานค่าสูง $r_{b'c}$

$$r_{b'c} = \frac{dV_{CB}}{dI_{CB}} \quad (2.27)$$

วงจรมมูลระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์และขั้วอิมิตเตอร์

คุณสมบัติกระแส-แรงดัน ระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์-ขั้วอิมิตเตอร์ เป็นดังรูปที่ 2.25 ซึ่งสมการกระแสคอลเลกเตอร์ของไฟกระแสตรงคือ

$$I_C = \beta_o I_B \quad (2.28)$$



รูปที่ 2.25 คุณสมบัติกระแส-แรงดัน และวงจรมมูลระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์และขั้วอิมิตเตอร์

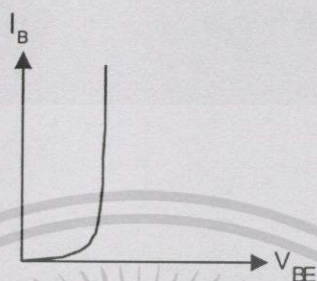
วงจรมมูลระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์และขั้วอิมิตเตอร์ จะสามารถแทนได้ด้วยแหล่งกำเนิดกระแส $\beta_o I_B$ และความต้านทานของแหล่งกำเนิด r_{ce} โดยค่าของ r_{ce} หาได้จาก

$$r_{ce} = \frac{dV_{CE}}{dI_C} \quad (2.29)$$

เมื่อพิจารณาทางด้านเอาต์พุตจะเห็นว่า ที่รอยต่อระหว่างคอลเลกเตอร์กับเบสจะมีความต้านทานแบบไดนามิก (dynamic impedance) สูง เนื่องจากที่รอยต่อได้รับแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับ จึงทำให้ความต้านทานเอาต์พุต r_{ce} มีค่าสูง ซึ่งเป็นค่าความต้านทานที่มองกลับเข้าไปยังขั้วคอลเลกเตอร์และขั้วอิมิตเตอร์

วงจรมุมระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์

คุณสมบัติกระแส-แรงดันระหว่างขั้วเบส-ขั้วอิมิตเตอร์ เหมือนกับไดโอดที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงตรง วงจรมุมระหว่างขั้วเบส-ขั้วอิมิตเตอร์จึงสามารถพิจารณาได้เป็นความต้านทาน 2 ตัวต่ออนุกรมกันเช่นเดียวกับไดโอด



รูปที่ 2.26 คุณสมบัติกระแส-แรงดัน ระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์

จากขั้วเบสภายนอก (external base :b) ไปยังส่วนของเบสจริงภายใน (internal base :b') กระแสจะต้องไหลผ่าน ผลึกสารกึ่งตัวนำ จึงสามารถพิจารณาได้เป็นความต้านทานของชิ้นสารที่เป็นเบส :Base Bulk Resistance: $r_{bb'}$ นี้ซึ่งความต้านทานนี้จะมีคุณสมบัติเป็นความต้านทานแบบสถิตย์ (static resistance) ซึ่งจะมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของกระแสที่ไหลผ่าน แต่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวัสดุและขนาดรูปร่าง โดยความต้านทานของสารกึ่งตัวนำภายในตัวทรานซิสเตอร์มีค่าเท่ากับ r

ส่วนที่สองคือความต้านทานของรอยต่อ มีคุณสมบัติเป็นความต้านทานแบบไดนามิก (dynamic resistance) ซึ่งจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามกระแสที่ไหลผ่าน สามารถคำนวณได้โดยการหาอนุพันธ์ของสมการกระแส-แรงดัน ที่จุดแรงดันไฟเลี้ยงต่างๆ

$$I_B = I_o \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad (2.30)$$

ซึ่ง

$$\left. \frac{dI_B}{dV_{BE}} \right|_{Q,bias} = g_{b'e} = \frac{d \left[I_o \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right]}{dV_{BEQ}}$$

$$g_{b'e} = I_o \exp \frac{V_{BEQ}}{V_T} \cdot \frac{1}{V_T} \quad (2.31)$$

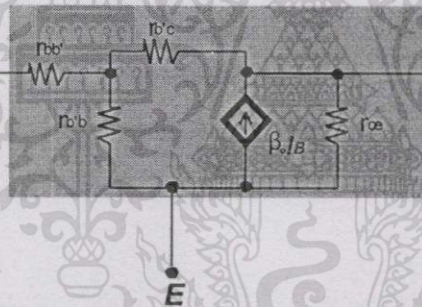
ซึ่งค่าของ $I_o \exp \frac{V_{BEQ}}{V_T}$ คือค่ากระแสเบสที่จุดแรงดันไฟเลี้ยง $Q: I_{BQ}$ โดย $g_{b'e}$ มีค่าดังสมการที่ (2.32)

$$g_{b'e} = \frac{I_{BQ}}{V_T} \quad (2.32)$$

ซึ่งความนำไฟฟ้า เป็นส่วนกลับของความต้านทาน ดังนั้น ความต้านทานของรอยต่อมีค่า

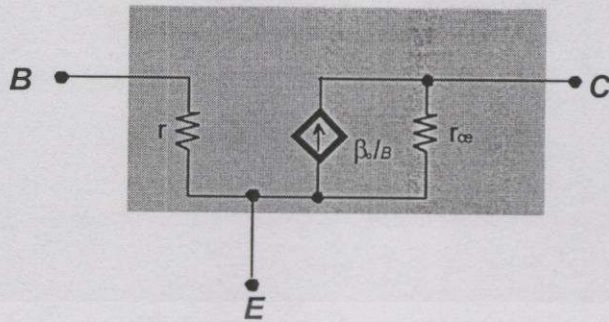
$$r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}} = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{V_T \beta}{I_{CQ}} \quad (2.33)$$

เมื่อวิเคราะห์ค่าตัวแปรต่างๆ แล้ว รวมทั้งศึกษาทฤษฎีและการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะได้วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลังชนิด PNP

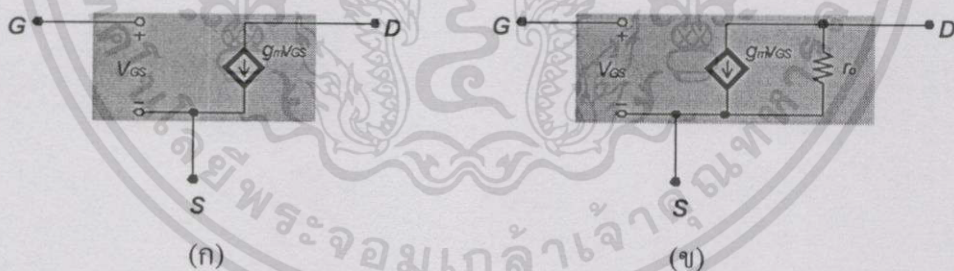
จากนั้นทำการลดรูปวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ลง โดยการรวมค่าความต้านทาน r_{bb} และ $r_{b'e}$ เข้าด้วยกันให้เป็นค่า r เดียว และเมื่อวิเคราะห์ค่าความต้านทานในสมการที่ 2.29 จะเห็นได้ว่าเนื่องจากรอยต่อที่ได้รับเป็นแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับ จึงทำให้ความต้านทาน $r_{b'c}$ มีค่าเป็นอนันต์ทำให้วงจรในรูปที่ 2.27 เสมือนเกิดการเปิดวงจร จึงสามารถลดวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ลงมาได้ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เมื่อมีการลวดรูวงจรแล้ว

2.3.2 วงจรสมมูลของมอสเฟต

มอสเฟตมีพฤติกรรมเป็น แรงดันควบคุมแหล่งกำเนิดกระแส (voltage-controlled current source) โดยเป็นการให้แรงดัน V_{GS} และทำให้เกิดกระแส $g_m V_{GS}$ ที่ปลายด้านขั้วเดรน ความต้านทานที่ทางเข้า (input resistance) มีค่าสูงมากในทางปฏิบัติ ซึ่งในทางอุดมคติถือว่ามีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งความต้านทานที่ทางออก (ความต้านทานที่มองเข้าไปที่ปลายด้านเดรน) มีค่าสูงด้วย ในการพิจารณาอย่างง่าย ๆ จะสมมติว่ามีค่าเป็นอนันต์ ตามรูปที่ 2.29 (ก)



รูปที่ 2.29 วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต

- (ก) ไม่พิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องทางเดินกระแส (λ) ขณะทำงานในช่วงอิมิตัว
- (ข) พิจารณาผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องทางเดินกระแส (λ) โดยเพิ่มความต้านทานที่ทางออก

ข้อเสียของวงจรมูลตัญญูขนาดเล็กรูปที่ 2.29 (ก) คือ เป็นการสมมติว่ากระแสเดรนอยู่ในช่วงอิ่มตัว และไม่ขึ้นกับแรงดันเดรน-ซอส ซึ่งจากหัวข้อที่กล่าวมาข้างต้น พบว่าคุณสมบัติของมอสเฟตในช่วงอิ่มตัวนั้นจริง ๆ แล้วขึ้นอยู่กับ V_{DS} ในลักษณะเชิงเส้น ทำให้วงจรมูลตัญญูได้เปลี่ยนไปเป็นรูปที่ 2.29 (ข) โดยมีตัวต้านทาน (r_o) มาต่ออยู่ระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอส ซึ่งมีค่าประมาณดังสมการที่ (2.34)

$$r_o \cong \frac{|V_A|}{I_D} \quad (2.34)$$

โดยที่ $V_A = \frac{1}{\lambda}$

λ คือการเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องทางเดินกระแส

ค่า r_o ที่พิจารณาข้างต้น เป็นการพิจารณาโมสเฟตกำลังที่ทำงานในช่วงอิ่มตัว ซึ่งให้ค่าความต้านทานที่ทางออกมีค่ามาก (ช่องทางเดินกระแสขาดออกจากกันระหว่างซอสและเดรน) ขณะที่โมสเฟตกำลังที่ทำงานในช่วงไม่อิ่มตัวนั้น ค่าความต้านทานที่ทางออกมีค่าเป็น

$$r_o = \frac{1}{g_{DS}} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \cong \frac{1}{\beta_o (V_{GS} - V_T - V_{DS})} \quad (2.35)$$

เราจะพิจารณาตัวแปรที่สำคัญอีกตัวหนึ่งในการวิเคราะห์สัญญาณขนาดเล็กรูปที่ 2.29 (ข) คือ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ (device transconductance parameter) g_m ซึ่งมีค่าแสดงดังสมการที่ (2.36)

$$g_{m(sat)} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \quad (2.36)$$

ในกรณีมอสเฟตกำลังในช่วงไม่อิ่มตัว จะได้

$$g_{m(nonsat)} = \sqrt{\frac{2k'W}{L}} |I_D| (1 + \lambda V_{DS}) \cong \sqrt{\frac{2k'W}{L}} |I_D| \quad (2.37)$$

โดยที่ k' คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของกระบวนการสร้างมีค่าเท่ากับ $\mu \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.37) พบว่าค่าของ g_m ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของสัญญาณขนาดเล็ก ขึ้นอยู่กับค่ากระแสเดรน I_D ซึ่งเป็นเงื่อนไขการทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่ และในกรณีที่มอสเฟตกำลังทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จะได้

$$g_{m(\text{nonsat})} = \frac{k'W}{L} V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}) \cong \frac{k'W}{L} V_{DS} \quad (2.38)$$

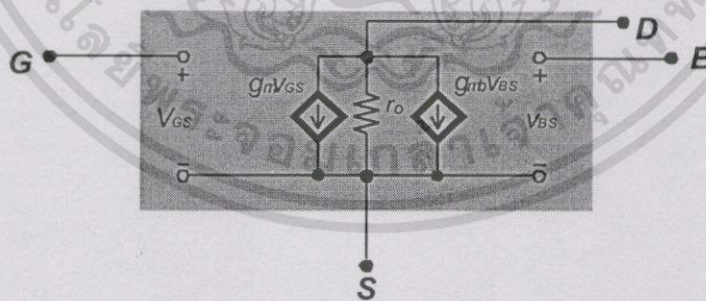
วงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ได้กล่าวถึงข้างต้น เป็นวงจรมูลที่ยังไม่พิจารณาผลของฐานรอง (body effect) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อฐานรองไม่ได้ต่อกับปลายด้านซอส และทำให้เกิด V_{BS} ขึ้น แสดงตามรูปที่ 2.30

สัญญาณ V_{BS} จะทำให้เกิดกระแสเดรน $g_{mb} V_{BS}$ โดย g_{mb} เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ที่ฐานรอง (body transconductance)

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_{V_{GS} = \text{const}, V_{DS} = \text{const}} \quad (2.39)$$

กรณีมอสเฟตกำลังทำงานในช่วงอิ่มตัว จะได้

$$g_{mb(\text{sat})} = g_m \frac{\gamma}{2(2|\phi_F| + V_{BS})^{1/2}} = \eta g_m \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.30 วงจรมูลสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต กรณีที่ฐานรองไม่ต่อกับซอส

กรณีมอสเฟตกำลังทำงานในช่วงไม่อิ่มตัว จะได้

$$g_{mb(nonsat)} = \frac{\beta V_{DS}}{2(2|\phi_F| + V_{BS})^{1/2}} \quad (2.41)$$

โครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟต

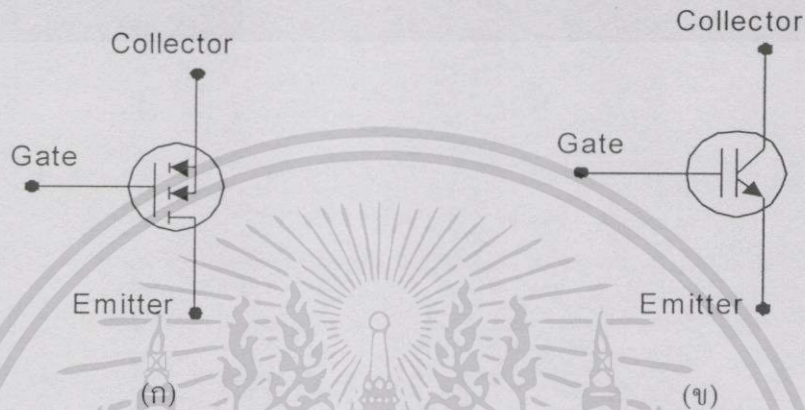
มอสเฟตเป็นทรานซิสเตอร์ที่ทำงานโดยผลของสนามไฟฟ้า สามารถถูกแบ่งเป็นประเภทต่างๆ ได้มากมายขึ้นอยู่กับเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่ง ถ้าแบ่งตามชนิดของพาหะที่ใช้ในการนำกระแส จะสามารถแบ่งได้เป็นสองชนิด คือมอสเฟตชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็น (n-channel MOSFET) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้อิเล็กตรอนในการนำกระแส และมอสเฟตชนิดช่องทางเดินกระแสชนิดพี (p-channel MOSFET) เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้โฮลเป็นพาหะในการนำกระแส โดยสัญลักษณ์แสดงมอสเฟตกำลังชนิดพี และเอ็น ได้แสดงดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

2.3.3 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

เนื่องจากอุปกรณ์กำลังชนิด IGBT เป็นอุปกรณ์ที่เกิดขึ้นไม่นาน จึงมีสัญลักษณ์แทนชนิด และตัว IGBT หลายแบบ ขึ้นอยู่กับว่าผู้ผลิตจะใช้สัญลักษณ์ใดเป็นสัญลักษณ์ประจำสินค้าที่ผลิตขึ้น แต่จากที่พบมากที่สุดมีอยู่ 2 แบบ ดังแสดงในรูปที่ 2.32 ซึ่งเป็นสัญลักษณ์และชื่อเรียกขั้วต่างๆ ของ IGBT ชนิดเอ็น [6]



รูปที่ 2.32 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของ IGBT

จากรูปที่ 2.32 (ก) มีลักษณะคล้ายกับสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่สัญลักษณ์ของ IGBT จะมีลูกศรเพิ่มขึ้นตรงขาเดรน ลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาตัวหรือชี้เข้าหาชั้นของซิลิกอนภายในตัว IGBT ซึ่งในการกล่าวอธิบาย IGBT ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.32 (ก) นี้ ส่วนสัญลักษณ์ในรูปที่ 2.32(ข) จะเหมือนกับสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ แต่ตรงขาเกต (หรือเบสของทรานซิสเตอร์) จะเพิ่มขีดขึ้นมามากหนึ่งขีด เพื่อชี้ให้เห็นว่าขีดที่เพิ่มมานี้ ไม่ได้ต่อโดยตรงกับขั้วที่ต่อออกมาภายนอก

การหาค่าตัวแปรทางไฟฟ้าในวงจรมุมของ ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

ในการพัฒนาอุปกรณ์ทางไฟฟ้า นอกจากจะต้องรู้อัจฉริยะที่ถูกต้องของอุปกรณ์แล้ว จำเป็นต้องรู้ค่าตัวแปรทางไฟฟ้าในวงจรมุมด้วย เพื่อนำไปปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้น ซึ่งในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงค่าตัวแปรทางไฟฟ้าในวงจรมุมของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ที่สำคัญ และที่จำเป็นต้องรู้ แต่เนื่องจากอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เป็นโครงสร้างที่เกิดจากการรวมอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง และมอสเฟตกำลังเข้าไว้ด้วยกัน จึงจำเป็นต้องศึกษาค่าตัวแปรที่สำคัญต่างๆ ของอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง และมอสเฟตกำลัง ซึ่งเป็นวิธีเดียวกับการหาค่าตัวแปรทางไฟฟ้าของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

3.1 ค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

ค่าแรงดันขั้วเริ่ม (V_T) คือค่าต่ำสุดของแรงดันเกตซอส (V_{GS}) ที่ใช้เพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดช่องทางเดินกระแส ค่าแรงดันขั้วเริ่มเป็นตัวแปรที่สำคัญของอุปกรณ์ IGBT เพราะเป็นตัวแปรพื้นฐานที่ทำให้สามารถหาค่าตัวแปรอื่น ตามมาได้ โดยสามารถหาค่าแรงดันขั้วเริ่มได้จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสและแรงดันที่ตกคร่อมขั้วเกตและขั้วซอส และเนื่องจากการหาค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เป็นแรงดันที่ตกคร่อมขั้วเกต และขั้วอิมิตเตอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับค่าแรงดันที่ตกคร่อมขั้วเกตและขั้วซอสของมอสเฟตกำลัง เพราะในวงจรมุมของอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ IGBT ขั้วซอสของมอสเฟตกำลัง มีการต่อเชื่อมเข้ากับขั้วอิมิตเตอร์ของอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ IGBT จึงทำให้วิธีการหาค่าแรงดันขั้วเริ่มของอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์แบบ IGBT สามารถหาได้จากวิธีการหาค่าแรงดันขั้วเริ่มของมอสเฟตกำลัง โดยค่าแรงดันขั้วเริ่มมีค่าเท่ากับ

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F + \frac{\sqrt{2q\epsilon_s N_A (2\phi_F + V_{BS})}}{C_{ox}} \quad (3.1)$$

โดยที่ V_{BS} คือ แรงดันที่ตกคร่อมฐานรองและซอส

V_{FB} คือ แรงดัน flatband

ϵ_s คือ Permittivity ของสารกึ่งตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N_A คือ ความเข้มข้นของอะตอมสารเจือผู้รับ

$$\phi_F = (kT/q) \ln(N_A/n_i)$$

หรือสามารถเขียนได้เป็น

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{BS}} \quad (3.2)$$

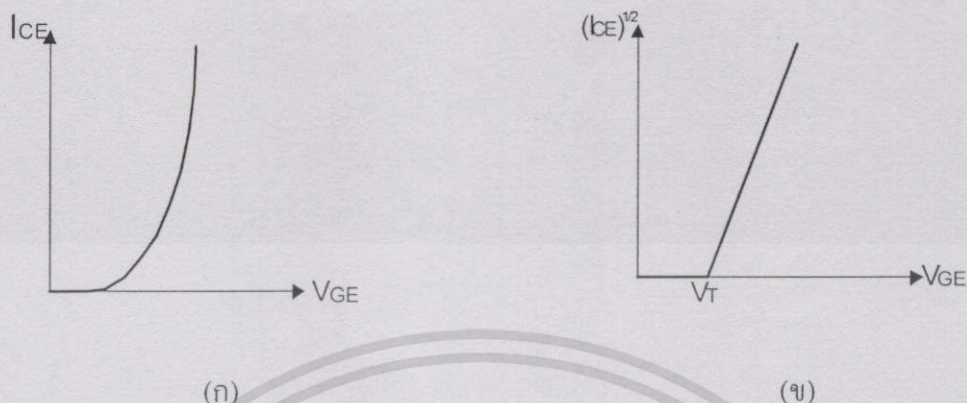
โดยที่ $\gamma = (2q\epsilon_s N_A)^{1/2} / C_{ox}$

อีกเทคนิคหนึ่งที่สามารถใช้ในการหาค่าแรงดันขีดเริ่มคือ ทฤษฎีการประมาณค่าแบบเชิงเส้น (linear extrapolation) ซึ่งเป็นการหาค่าแรงดันขีดเริ่มจากกระแสช่วงอิมิตัว โดยต้องทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 วงจรการวัดค่าแรงดันขีดเริ่มของทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT

จากรูปที่ 3.1 พบว่า ทรานซิสเตอร์จะทำงานในช่วงอิมิตัวตลอดเวลา เมื่อทำการทดลองวัดค่าแรงดันขีดเริ่มด้วยวงจรดังรูปที่ 3.1 จะได้ผลการวัดดังรูปที่ 3.2 (ก) แล้วนำค่ากระแสคอลเลกเตอร์ที่ไหลในวงจรมารากที่สอง แล้วนำค่ารากที่สองดังกล่าว มาเขียนความสัมพันธ์กับค่าแรงดันเกต-อิมิตเตอร์ จะได้ลักษณะความสัมพันธ์เป็นดังรูปที่ 3.2 (ข)



รูปที่ 3.2(ก) ผลของการวัดค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT

(ข) ลักษณะกราฟความสัมพันธ์ระหว่างรากที่สองของกระแสคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ กับค่าแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์

ดังนั้นเมื่อดูรูปที่ 3.2 (ข) จึงประมาณค่าแรงดันขั้วเริ่มได้จากจุดตัดแกน x คือค่า V_T ซึ่งการคำนวณหาค่าแรงดันขั้วเริ่มมีความสำคัญมาก เพราะเป็นตัวแปรทางไฟฟ้าที่สำคัญ ในการนำไปคำนวณเพื่อหาค่าตัวแปรอื่นๆ และสามารถนำอุปกรณ์ไปประยุกต์ใช้กับวงจรไฟฟ้าให้เหมาะสมกับการใช้งานได้ถูกต้องยิ่งขึ้นด้วย

3.2 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT (G_m)

ค่าตัวแปรทางไฟฟ้าที่สำคัญอีกตัวหนึ่ง คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ ซึ่งวิธีการหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT นั้น เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสขาออกต่อแรงดันขาเข้าของอุปกรณ์ IGBT ซึ่งเป็นตัวแปรที่มีความสำคัญมากเช่นกัน เพราะเป็นตัวบอกความสามารถในการขยายสัญญาณของอุปกรณ์ โดยค่าทรานคอนดักแตนซ์มีค่าเท่ากับ

$$G_m = \frac{\partial I_{CE}}{\partial V_{GE}} \quad (3.3)$$

กระแสขาออกของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT คือกระแสที่ผ่านคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ ส่วนแรงดันขาเข้าคือแรงดันที่ตกคร่อมขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ ซึ่งเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ IGBT, ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้าง IGBT และค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้าง IGBT

จากสมการกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง

$$I_C = \beta_o I_B \quad (3.4)$$

แต่เนื่องจากกระแสเบสในโครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง ในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT มีค่าเท่ากับกระแสเดรนของมอสเฟตกำลัง ในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ทำให้

$$I_B = I_D = g_m V_{GE} \quad (3.5)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.5) ลงในสมการที่ (3.4) ทำให้ได้ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ IGBT มีค่าเท่ากับ

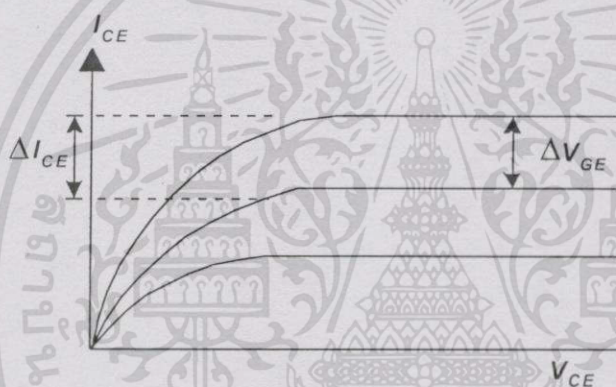
$$G_m = \frac{I_C}{V_{GE}} = \beta_o g_m \quad (3.6)$$

โดยที่ G_m คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ IGBT
 g_m คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มอสเฟตกำลังในโครงสร้าง IGBT
 β_o คือค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้าง IGBT

ซึ่งจากสมการที่(3.6) จะเห็นว่าเนื่องจากทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เป็นการรวมกันระหว่างโครงสร้างของมอสเฟตกำลัง และไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง เป็นผลให้ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT มีค่าเท่ากับค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลัง คูณกับค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง ทำให้สามารถหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์, มอสเฟตกำลัง ในโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ IGBT และค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT ได้

การวัดหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

เนื่องจากการหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เป็นการรวมค่าทรานคอนดักแตนซ์ 2 ค่าคือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลัง และค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง ทำให้เมื่อต้องการหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตกำลัง จึงจำเป็นต้องหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์แบบ IGBT ก่อนโดยทำการนำทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT มาวัดค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ และ แรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ โดยทำการเปลี่ยนค่าแรงดันเกท-อิมิตเตอร์ไปที่ค่าต่าง ๆ จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ และแรงดันคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ เป็นดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 การหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดัน

จากรูปที่ 3.3 เมื่อทำการหาค่าอัตราเปลี่ยนแปลงกระแสคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ (ΔI_{CE}) และอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันเกท-อิมิตเตอร์ (ΔV_{GE}) แล้วนำมาแทนค่าในสมการที่ (3.7) สุดท้ายจะได้เป็นค่าทรานคอนดักแตนซ์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

$$G_m = \frac{\Delta I_{CE}}{\Delta V_{GE}} \quad (3.7)$$

3.3 ค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้างทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT (β_o)

เนื่องจากค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เป็นตัวแปรที่ต้องกำหนดในกระบวนการผลิต ทำให้เมื่อต้องการหาค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในอุปกรณ์จึงจำเป็นต้องรู้ค่าตัวแปรหลายค่าเพื่อนำมาใช้ในการคำนวณ ซึ่งตัวแปรที่ต้องใช้มีหลายตัวแปรดังนี้

3.3.1 ค่าแรงดันเออร์ลี (V_A)

เนื่องจากแรงดันเออร์ลี เกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อคอลเลกเตอร์และเบส ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดความกว้างของบริเวณปลอดประจุพาหะที่รอยต่อมีหลายค่า โดยปกติความกว้างของเบสจะมีค่าคงที่ แต่ในอุปกรณ์จริงความกว้างของเบสจะขึ้นอยู่กับค่า V_{CB} เนื่องจากขอบเขตซึ่งบอกขนาดของเบสนั้น คือขอบเขตของบริเวณปลอดพาหะที่รอยต่อ ซึ่งปกติจะสามารถเปลี่ยนแปลงตำแหน่งได้ ถ้าแรงดันที่ป้อนมีการเปลี่ยนแปลง

การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์อื่นเนื่องจากค่า V_{CB} เปลี่ยนแปลง มีผลกระทบต่อคุณสมบัติกระแสขาออกของทรานซิสเตอร์ เพราะกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_C และ V_{CB} ไม่เป็นเส้นในแนวนอน แต่จะเกิดมีค่าความชันเป็นค่าบวกค่าหนึ่ง ปรากฏการณ์นี้ถูกเรียกว่าปรากฏการณ์เออร์ลี ซึ่งค่าของแรงดันเออร์ลีแสดงดังสมการที่ (3.8)[4]

$$V_A = \frac{qN_{base}W_{base}^2}{\epsilon_s} \quad (3.8)$$

โดยที่ W_{base} คือความกว้างของขั้วเบส
 N_{base} คือปริมาณความหนาแน่นของประจุพาหะในขั้วเบส
 ϵ_s คือ Permittivity ของสารกึ่งตัวนำ

จากสมการที่ (3.8) พบว่าเมื่อทราบค่าแรงดัน V_A แล้ว ทำให้ทราบความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.9) ด้วย

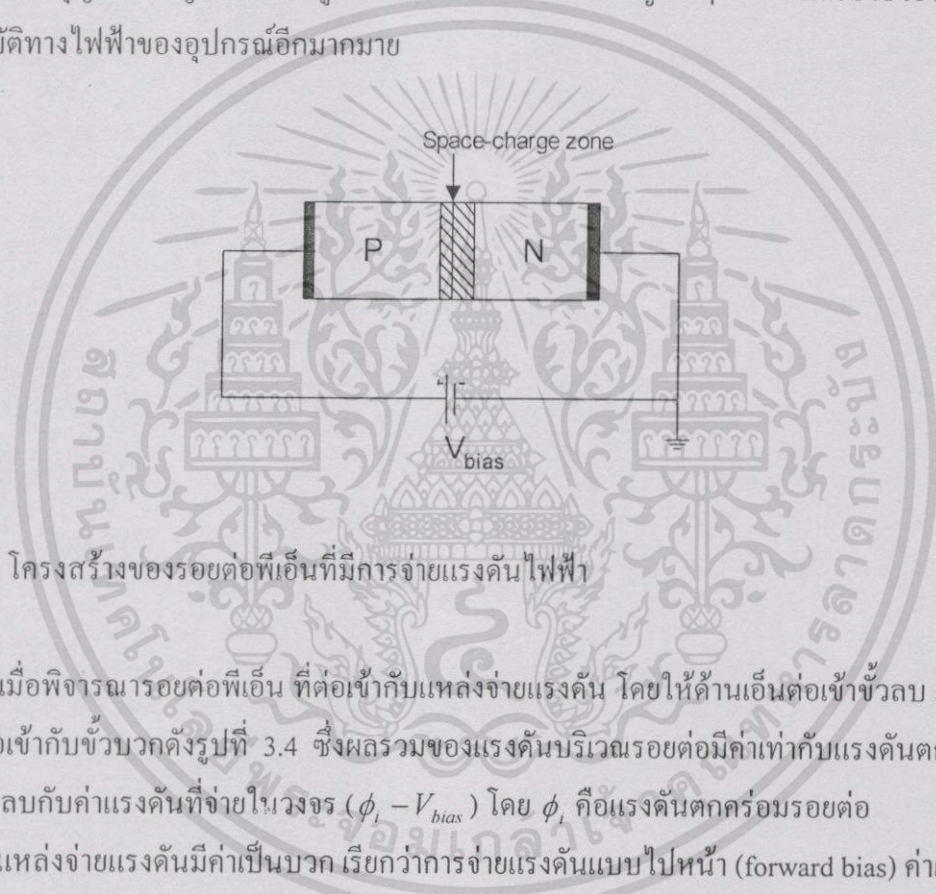
$$N_{base}W_{base}^2 = \frac{\epsilon_s V_A}{q} = \text{ค่าคงที่} \quad (3.9)$$

เนื่องจากค่าความหนาแน่นของประจุพาหะในขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ สามารถหาได้โดยวิธีการวัดค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อระหว่างขั้วเบสกับขั้วอิมิตเตอร์ (เพราะในทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ไม่มีขั้วเบส) แต่การวัดค่าความจุไฟฟ้างกล่าว จำเป็นต้องกำจัดค่าความจุเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้าอันเนื่องมาจากช่วงปลอดประจุพาหะระหว่างขั้วเบสกับขั้วคอลเลคเตอร์ก่อน ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบจ่ายแรงดันตรงแก่รอยต่อ และทำการวัดค่าความจุไฟฟ้าของรอยต่อที่เหลือออกมา ทำให้ต้องทำการศึกษาและวัดคุณสมบัติค่าความจุไฟฟ้า-แรงดันของรอยต่อ

3.3.2 คุณสมบัติค่าความจุไฟฟ้า-แรงดัน ของรอยต่อพีเอ็น

การวัดคุณสมบัติค่าความจุไฟฟ้าและแรงดัน (C-V) ของรอยต่อพีเอ็นของอุปกรณ์ เป็นพื้นฐานและเป็นกุญแจสำคัญที่จะนำไปสู่การวิเคราะห์ค่าตัวแปรสำคัญต่างๆ และยังช่วยให้เข้าใจคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์อื่นอีกมากมาย



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของรอยต่อพีเอ็นที่มีการจ่ายแรงดันไฟฟ้า

เมื่อพิจารณารอยต่อพีเอ็น ที่ต่อเข้ากับแหล่งจ่ายแรงดัน โดยให้ด้านเอ็นต่อเข้าขั้วลบ และให้ด้านพีต่อเข้ากับขั้วบวกดังรูปที่ 3.4 ซึ่งผลรวมของแรงดันบริเวณรอยต่อมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อลบกับค่าแรงดันที่จ่ายในวงจร ($\phi_j - V_{bias}$) โดย ϕ_j คือแรงดันตกคร่อมรอยต่อ

แหล่งจ่ายแรงดันมีค่าเป็นบวก เรียกว่าการจ่ายแรงดันแบบไปหน้า (forward bias) ค่าแรงดันที่จ่ายให้จะทำให้สนามไฟฟ้าบริเวณช่วงปลอดประจุพาหะมีค่าลดลง ทำให้ประจุส่วนมากสามารถแพร่ข้ามรอยต่อไปได้ คือทำให้ประจุโฮลจากด้านพีไหลข้ามรอยต่อไปด้านเอ็น และทำให้ประจุอิเล็กตรอนจากด้านเอ็นไหลข้ามรอยต่อไปด้านพีได้ จึงสามารถเกิดการนำกระแสขึ้นได้

ถ้าแหล่งจ่ายแรงดันมีค่าเป็นลบ ซึ่งก็คือการจ่ายแรงดันแบบย้อนกลับ (reverse bias) ตั้งกีดขวางบริเวณช่วงปลอดประจุพาหะมีค่าสูงขึ้น ทำให้ประจุพาหะส่วนมากไหลข้ามรอยต่อได้ยาก จึงไม่เกิดการนำกระแส

และเมื่อพิจารณาค่าความจุไฟฟ้าในสถานะจ่ายแรงดันไฟฟ้า สามารถพิจารณาได้ในรูปของอัตราการเปลี่ยนแปลงของประจุที่เกตต่อแรงดันเกตที่เปลี่ยนแปลงไป จะได้

$$C = \frac{\Delta Q_s}{\Delta V_G} \quad (3.10)$$

โดยที่ Q_s คือจำนวนประจุในสารกึ่งตัวนำ
 V_G คือแรงดันที่จ่ายให้อุปกรณ์

ช่วงปลอดพาหะที่เกิดเนื่องจากแรงดันที่จ่ายให้กับรอยต่อ จะเป็นผลให้พาหะส่วนมากถูกผลักออกไป ทำให้เกิดเป็นชั้นปลอดพาหะขึ้น (depletion layer)

$$C_s = \frac{\epsilon_s A}{x_d} \quad (3.11)$$

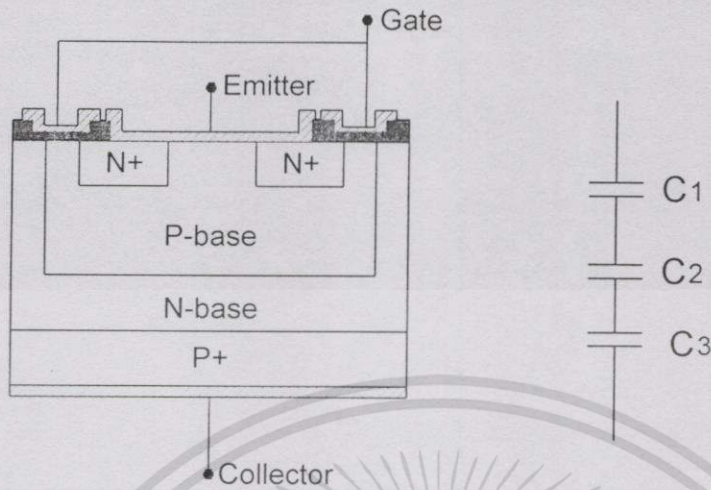
โดยที่ ϵ_s คือค่า Permittivity ของสารกึ่งตัวนำ
 A คือพื้นที่ของตัวเก็บประจุ
 x_d คือความกว้างชั้นปลอดพาหะที่ขึ้นกับแรงดัน

ซึ่งค่า x_d มีค่าขึ้นอยู่กับค่าปริมาณความหนาแน่นของประจุที่ขั้วต่างๆ ดังสมการที่ (3.12)

$$x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{q} \left[\frac{1}{N_1} + \frac{1}{N_2} \right] (\phi_i - V_{bias}) \right]^2 \quad (3.12)$$

โดยที่ N_1 คือปริมาณความหนาแน่นของประจุในขั้วบริเวณ N_1
 N_2 คือปริมาณความหนาแน่นของประจุในขั้วบริเวณ N_2
 ϕ_i คือค่าศักย์ภายใน (หรือแรงดันตกคร่อมรอยต่อ)

จากโครงสร้างของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ซึ่งมี 3 รอยต่อ คือรอยต่อระหว่าง N^+ -emitter กับ P-base, P-base กับ N-base และ N-base กับ P^+ -collector ทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าที่ตกคร่อมช่องปลอดประจุพาหะได้ 3 ค่า ซึ่งเปรียบเสมือนมีการต่อแบบอนุกรมกันอยู่ดังรูปที่ 3.5

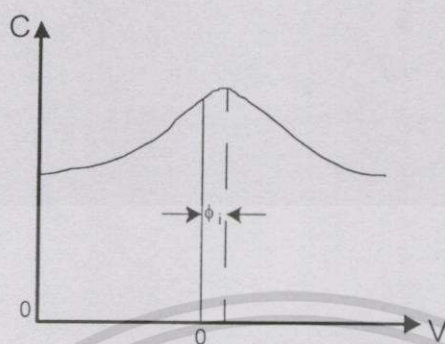


รูปที่ 3.5 ค่าความจุไฟฟ้าที่เสมือนมีการต่อแบบอนุกรมในรอยต่อของโครงสร้าง IGBT

แต่ถ้าเราให้แรงดันที่อุปกรณ์จันมีการทำให้ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมี 2 ค่าทำให้เมื่อมีการรวมแบบอนุกรม C_1 กับ C_2 จะเป็นสาเหตุให้ค่าความจุไฟฟ้ารวมในชั้นปลอดพาหะลดลง

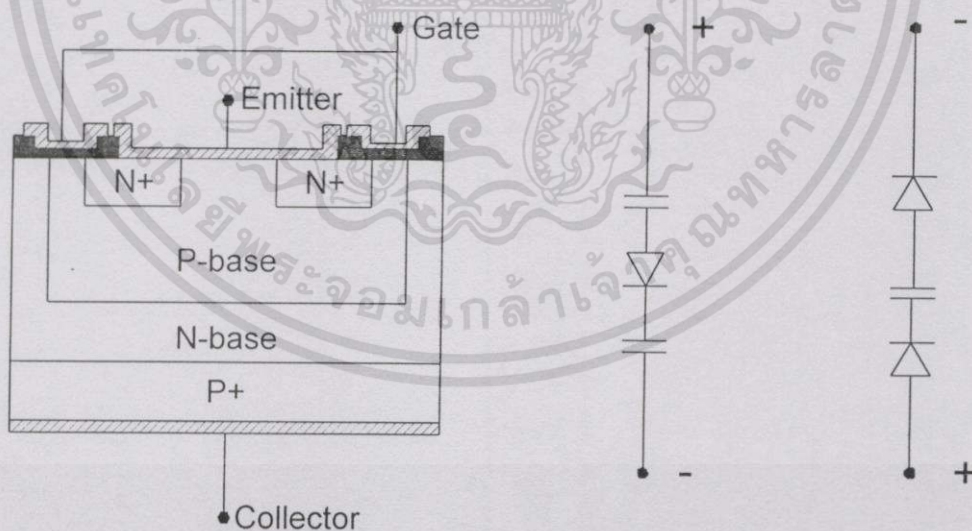
$$C_T = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \quad (3.13)$$

ถ้าเราทำการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับที่รอยต่อใดรอยต่อหนึ่ง จนกระทั่งความจุไฟฟ้าตัวหนึ่งหายไป จะทำให้เหลือค่าความจุไฟฟ้าเพียงรอยต่อเดียว จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะเห็นได้ว่าค่าความกว้างของช่วงปลอดประจุพาหะ (x_d) แปรผันแบบผกผันกับรากที่สองของแรงดันที่จ่ายให้กับรอยต่อ ($\sqrt{V_{bias}}$) แต่แรงดันที่ตกคร่อมบริเวณช่วงปลอดประจุพาหะคือ $\phi_i - V_{bias}$ โดยจากสมการที่ (3.13) แสดงว่าบริเวณที่มีค่าความจุไฟฟ้าสูงสุดจะต้องเป็นบริเวณที่มีช่วงปลอดประจุพาหะน้อยที่สุด ซึ่งควรจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมบริเวณช่วงปลอดประจุพาหะมีค่า $\phi_i - V_{bias}$ แต่ถ้าเราให้แรงดัน V_{bias} มีค่าเท่ากับศูนย์แล้ว จะเห็นได้ว่าทำให้รูปกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าและแรงดันจึงเป็นดังรูปที่ 3.6 ซึ่งจุดที่มีค่าความจุไฟฟ้าสูงสุด ห่างจากจุดศูนย์จะเป็นค่าแรงดันตกคร่อมรอยต่อ [7]



รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าและแรงดัน

จากนั้นทำการทดลองเพื่อหาค่าปริมาณสารเจือในชั้นต่างๆ โดยจากโครงสร้างของอุปกรณ์ IGBT เมื่อทำการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงระหว่างขั้วอิมิตเตอร์และขั้วคอลเลกเตอร์โดยทำการจ่ายแรงดันขั้วบวกให้ที่ขั้วอิมิตเตอร์ ขั้วลบเข้าขั้วคอลเลกเตอร์ และทำการจ่ายแรงดันแบบตรงข้ามคือจ่ายแรงดันขั้วบวกให้ที่ขั้วคอลเลกเตอร์ ขั้วลบเข้าขั้วอิมิตเตอร์ ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การเกิดค่าความจุไฟฟ้าเมื่อจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณ์ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้กับอุปกรณ์ IGBT โดยในกรณีแรกจ่ายแรงดันไฟบวกให้ขั้วอิมิตเตอร์ และจ่ายแรงดันไฟลบให้ขั้วคอลเลคเตอร์ ทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าภายในชั้น 2 ค่าเพราะบริเวณรอยต่อ N^+ -emitter กับ P-base ถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงย้อนกลับทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าขึ้นค่าหนึ่ง แต่บริเวณรอยต่อ P-base กับ N-base ถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบไปหน้าทำให้ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นมีค่าสูงมากกว่าค่าความจุไฟฟ้าที่ถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับมาก แต่ค่าความจุไฟฟ้าเมื่อต่ออนุกรมกันจะคิดผลของค่าความจุไฟฟ้าที่มีค่าน้อยกว่า ทำให้พิจารณาเหมือนกับว่าเกิดค่าความจุไฟฟ้าขึ้นเพียง 2 รอยต่อเท่านั้น

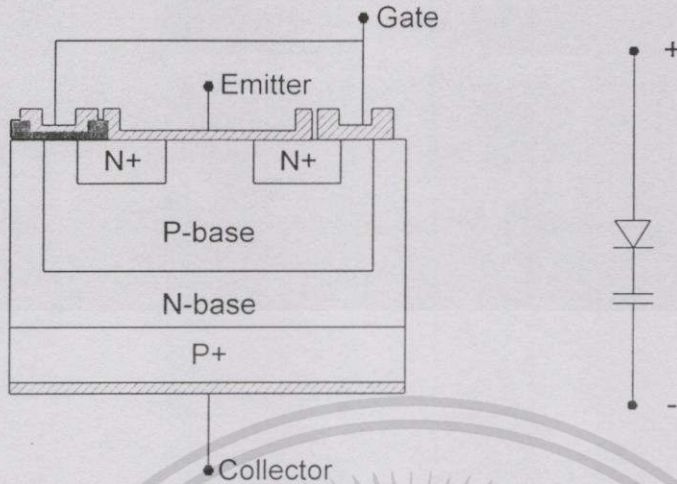
ในทางกลับกันเมื่อจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงให้กับอุปกรณ์ IGBT โดยจ่ายแรงดันไฟลบให้ขั้วอิมิตเตอร์ และจ่ายแรงดันไฟบวกให้ขั้วคอลเลคเตอร์ ทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าขึ้นเพียงค่าเดียวคือบริเวณรอยต่อ P-base กับ N-base เพราะถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ จากนั้นนำค่าความจุไฟฟ้าที่ได้จากกรณีนี้ไปแทนค่าในสมการที่ (3.11) ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความกว้างของชั้นปลอดประจุพาหะ และมีค่าเท่ากับสมการที่ (3.14)

$$x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{q} \left[\frac{1}{P_{base}} + \frac{1}{N_{base}} \right] (\phi_i - V_{bias}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.14)$$

โดยที่ P_{base} คือปริมาณความหนาแน่นของประจุในชั้น P-base

N_{base} คือปริมาณความหนาแน่นของประจุในชั้น N-base

จากนั้นทำการทะลุขั้วเกต โดยการจ่ายแรงดันเข้าที่ขั้วเกต จนขั้วเกตทนไม่ได้จนทะลุเชื่อมเข้ากับขั้ว P-base แล้วทำการวัดค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อ รวมทั้งทำการจดค่าแรงดันพังทลายที่เกิดจากเกตทะลุ ส่งผลให้สามารถประมาณค่าความหนาออกไซด์ (T_{ox}) ได้



รูปที่ 3.8 การจ่ายแรงดันขั้วบวกเข้าขั้วอิมิตเตอร์เมื่อทำการทะลุเกตแล้ว

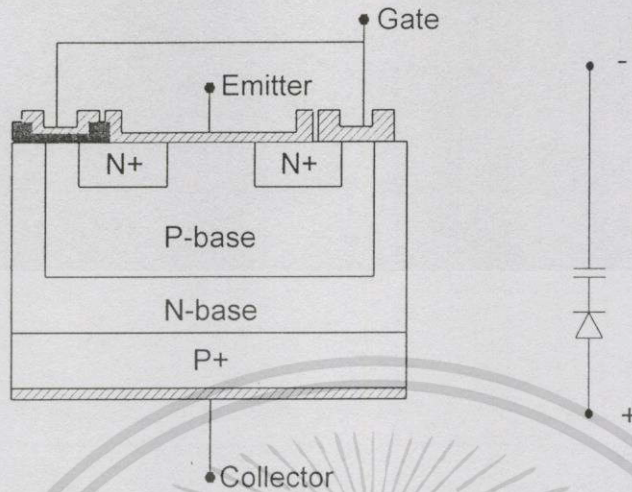
จากรูปที่ 3.8 แสดงว่าเมื่อทำการทะลุขั้วเกตแล้ว ทำการจ่ายแรงดันไฟบวกให้ขั้วอิมิตเตอร์ และจ่ายแรงดันไฟลบให้ขั้วคอลเลกเตอร์ ทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าขึ้นเพียงค่าเดียวคือบริเวณรอยต่อ N-base กับ P⁺-collector เพราะถูกจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบย้อนกลับ จากนั้นนำค่าความจุไฟฟ้าที่ได้ จากกรณีนี้ไปแทนค่าในสมการที่ (3.11) จะได้เป็นดังสมการที่ (3.15)

$$x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{q} \left[\frac{1}{N_{base}} + \frac{1}{P_{collector}} \right] (\phi_i - V_{bias}) \right]^2 \quad (3.15)$$

โดยที่ N_{base} คือปริมาณความหนาแน่นของประจุในชั้น N-base

$P_{collector}$ คือปริมาณความหนาแน่นของประจุในชั้น P⁺-collector

จากนั้นสลับการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยง โดยทำการจ่ายแรงดันไฟลบให้ขั้วอิมิตเตอร์ และจ่ายแรงดันไฟบวกให้ขั้วคอลเลกเตอร์ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 การจ่ายแรงดันขั้วลบเข้าขั้วมิเตอร์เมื่อทำการทะลุเกตแล้ว

จากรูปที่ 3.9 แสดงว่าเกิดค่าความจุไฟฟ้าขึ้นเพียงค่าเดียวคือบริเวณรอยต่อ P-base กับ N-base แล้วนำค่าที่ได้ไปแทนค่าในสมการที่ (3.11) เช่นกัน จะได้

$$x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{q} \left[\frac{1}{P_{base}} + \frac{1}{N_{base}} \right] (\phi_i - V_{bias}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.16)$$

ซึ่งจากสมการที่ (3.14), (3.15) และ (3.16) จะเห็นว่าค่าตัวแปรทั้งหมด 3 ตัวแปรคือ P-base, N-base และ P⁺-collector และมีทั้งหมด 3 สมการเช่นกัน ทำให้สามารถคำนวณค่าปริมาณสารเจือในขั้วเหล่านี้ได้

เมื่อทำการคำนวณหาค่าปริมาณสารเจือในขั้วเบสแล้ว นำไปแทนค่าในสมการที่ (3.9) เพื่อคำนวณหาค่าความกว้างของเบสอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งค่าผลคูณของความหนาแน่นของประจุสารเจือในขั้วเบส กับค่าความกว้างของขั้วเบสในทรานซิสเตอร์ เรียกว่าค่าตัวเลขกัมเมล (Gummel Number: G_B) ของขั้วเบส

$$N_{base} W_{base} = G_B \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.9) จะได้ค่าคงที่ค่าหนึ่งคือ

$$N_{base} W_{base}^2 = \frac{\epsilon_s V_A}{q} = \text{ค่าคงที่}$$

จากนั้นแล้วทำการหาค่าปริมาณสารเจือในชั้นอิมิตเตอร์ โดยทำการวัดค่าความจุไฟฟ้าที่ขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ ด้วยแรงดันไฟเลี้ยงค่าต่างๆ ผลที่ได้คือ

$$x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{q} \left[\frac{1}{P_{base}} + \frac{1}{N_{emitter}} \right] (\phi_i - V_{bias}) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.18)$$

โดยที่ $N_{emitter}$ คือปริมาณความหนาแน่นของประจุในชั้น N^+ -emitter

เมื่อได้ตัวแปรที่ทำการคำนวณมาได้แล้วทั้งหมด จากนั้นทำการคำนวณค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (β) ที่อยู่ในโครงสร้างของ IGBT ได้ตั้งสมการที่ (3.19)

$$\beta_o = \frac{N_{emitter} W_{emitter}}{N_{base} W_{base}} \quad (3.19)$$

แต่เนื่องจากการไหลของประจุพาหะของ IGBT ดังรูปที่ 2.18 มีอิเล็กตรอนไหลจาก N^+ -emitter ผ่านชั้น P-base ไปยังชั้น N-base รวมทั้งมีโฮลที่ฉีดจาก P^+ -collector เข้าไปยังชั้น N-base เพื่อรวมตัวกับอิเล็กตรอนที่มาจากชั้น N^+ -emitter ด้วย เพื่อลดความต้านทานบริเวณ N-base ทำให้ความสามารถในการขับกระแสของ IGBT สูงขึ้น และมีแรงดันตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสลดต่ำลง ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสลดลง ซึ่งเป็นคุณสมบัติพิเศษของอุปกรณ์ IGBT อีกทั้งเพื่อป้องกันการเกิดพันธันท์รู มาถึงชั้น N^+ -emitter ด้วย จึงทำให้ค่าความกว้างของเบสต้องมีค่าความกว้างมากๆ เมื่อเทียบกับค่าความกว้างของอิมิตเตอร์ ($W_{base} \gg W_{emitter}$) ดังนั้นจึงพิจารณาให้ค่า ความกว้างของอิมิตเตอร์มีค่าเท่ากับ 1 เมื่อเทียบกับความกว้างของเบส ทำให้สมการของค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ สามารถปรับได้เป็นสมการที่ (3.20) [8]

$$\beta_o = \frac{N_{emitter}}{N_{base} W_{base}} \quad (3.20)$$

ซึ่งจากวิธีการที่กล่าวมาแล้ว จะทำให้เราทราบวิธีการหาค่าอัตราขยายกระแสของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT ได้ โดยอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์นี้เป็น ส่วนหนึ่งของอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT ด้วย

3.4 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้างทรานซิสเตอร์ ชนิด IGBT (device transconductance parameter: g_m)

ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มีความสำคัญมาก เพราะเป็นตัวแปรสำคัญในการ กำหนดความเร็วในการสวิตช์ (switching speed) อุปกรณ์ที่มีค่าทรานคอนดักแตนซ์สูง ก็สามารถ ทำงานด้วยความเร็วสูง แต่ในการออกแบบไม่ควรให้มีค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มากเกินไป เพราะจะทำให้อุปกรณ์มีขนาดใหญ่ตามไปด้วย

จากสมการที่ (3.6) ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ของมอสเฟตกำลังที่อยู่ในโครงสร้าง IGBT จะมีค่าขึ้นอยู่กับค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ IGBT และค่าอัตราขยายกระแสของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในโครงสร้าง IGBT ดังสมการที่ (3.6)

$$G_m = \frac{I_C}{V_{GE}} = \beta_o g_m \quad (3.6)$$

โดยที่ G_m คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ IGBT
 g_m คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มอสเฟตกำลังในโครงสร้าง IGBT
 β_o คือค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้าง IGBT

ซึ่งจากหัวข้อที่ผ่านมา เราสามารถคำนวณค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ IGBT และค่า อัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในโครงสร้าง IGBT ได้ ดังนั้นสามารถคำนวณ ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้าง IGBT ได้เช่นกัน

บทที่ 4

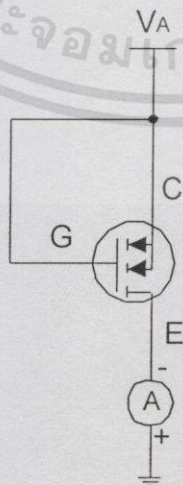
การทดลองและผลการทดลอง

จากการศึกษาทฤษฎีและหลักการทํางาน ของไบนโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นจนวน รวมทั้งการหาค่าตัวแปรต่างๆ ของทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ดังบทที่ 2 และบทที่ 3 โดยในบทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบหาค่าตัวแปรต่างๆ พร้อมทั้งเสนอผลการทดสอบกับอุปกรณ์ไบนโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นจนวนจำนวนหลายตัว เพื่อหาค่าตัวแปรต่างๆ ที่ต้องการ

4.1 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าแรงดันขั้วเริ่ม (V_T) ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ

IGBT

ทำการทดสอบหาแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ด้วยเครื่องทดสอบค่ากระแสและแรงดันของ Hewlett Packard รุ่น 4061A Semiconductor/Component Test System โดยส่วนประกอบของเครื่องที่ใช้ในการหาค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์ จะประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง 2 ค่า (V_A และ V_B) และเครื่องวัดกระแส (Amp Meter) ในการทดสอบคุณสมบัติดังกล่าวทำการต่อวงจรดังรูปที่ 4.1 โดยในการทดสอบจะทำการจ่ายค่าแรงดันไฟเลี้ยงเกท-อิมิตเตอร์ แก่วงจรที่ 5 โวลต์ ($V_{GE} = 5V$) จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่ขั้วเกทของทรานซิสเตอร์จาก 0 โวลต์ไปสู่ค่าแรงดันไฟเลี้ยง 3 โวลต์ เครื่องจะทำการบันทึกค่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละครั้งที่ทำการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันและเก็บค่าต่างๆ ไว้ จากนั้นทำการแสดงผลด้วยเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ ตัวอย่างของผลการทดสอบแสดงไว้ดังรูปที่ 4.2 ถึงรูปที่ 4.4



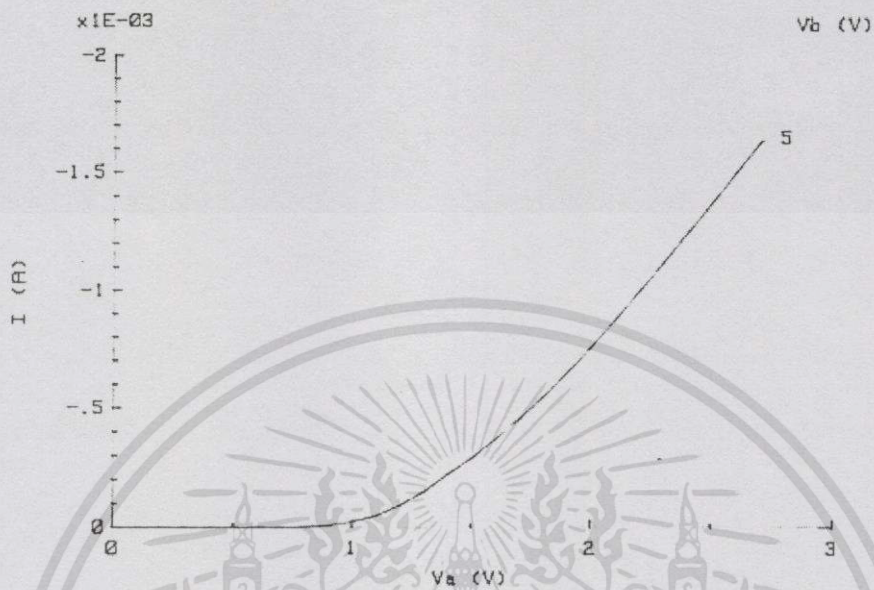
รูปที่ 4.1 วงจรในการหาค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I-V CHARACTERISTICS

HP 4061A

SAMPLE= IGBT G15N50E1

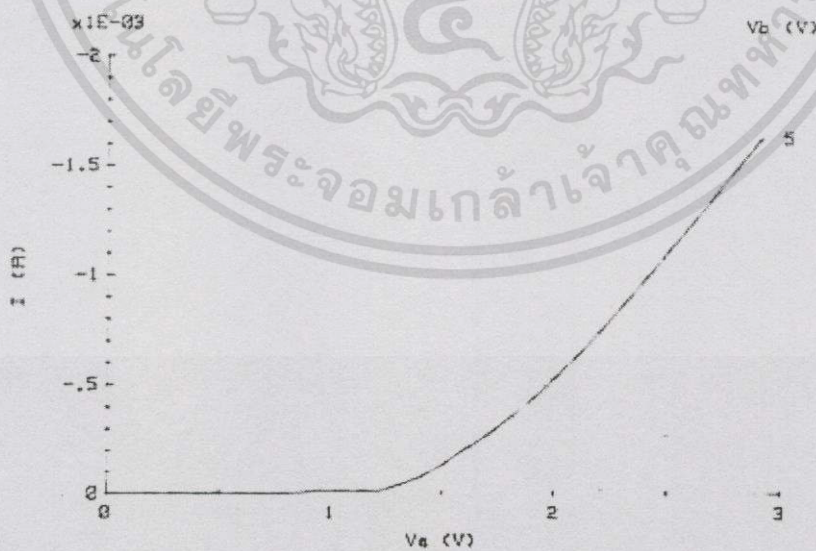


รูปที่ 4.2 ผลการทดสอบค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ G15N50E1

I-V CHARACTERISTICS

HP 4061A

SAMPLE= IGBT NO. MGP20N60



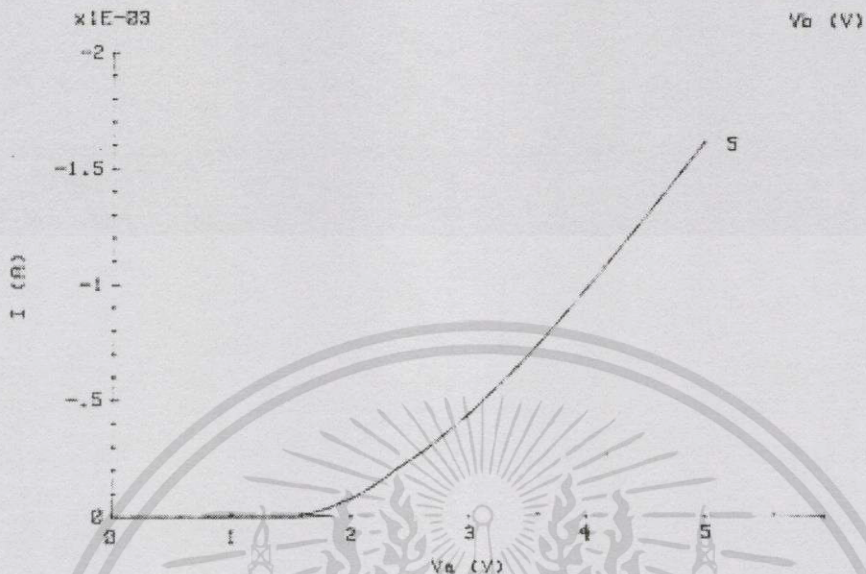
รูปที่ 4.3 ผลการทดสอบค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ MGP20N60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I-V CHARACTERISTICS

HP 4061A

SAMPLE# IGBT NO. HGTP10N120BN



รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ HGTP10N120BN

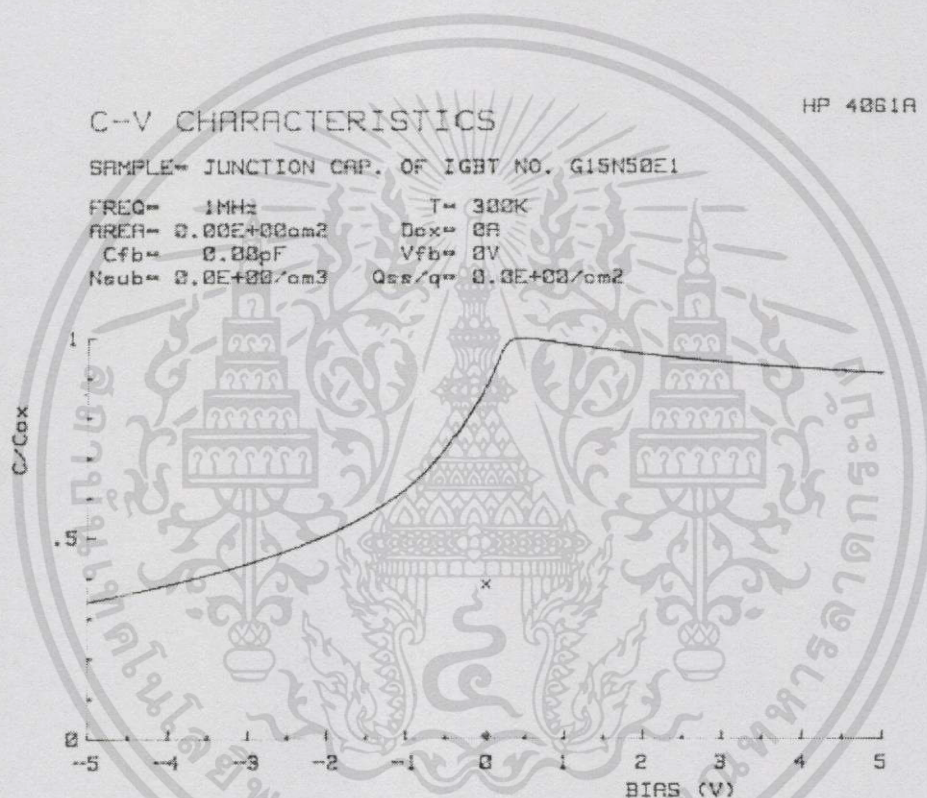
ตารางที่ 4.1 ค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT

ชนิดของ IGBT	ค่าแรงดันขั้วเริ่ม (V_T)
G15N50E1 (400V 15A, 500V 20A)	1.25 V.
MGP20N60 (600V 30A)	1.3 V.
HGTP10N120BN (1200V 35A)	2.0 V.

จากรูปที่ 4.2-4.4 สามารถหาค่าแรงดันขั้วเริ่มได้โดยหาค่ากราฟที่สองของกระแสคอลเลกเตอร์แล้วนำค่ากราฟที่สองดังกล่าวมาเขียนความสัมพันธ์กับค่าแรงดันเกต-อิมิตเตอร์เพื่อหาจุดตัดที่แกน x ซึ่งค่าที่ได้จะเป็นค่าแรงดันขั้วเริ่ม จะเห็นได้ค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT มีค่าแตกต่างกันขึ้นอยู่กับแรงดันที่สามารถทนได้ของอุปกรณ์ คืออุปกรณ์สามารถทนแรงดันได้สูง จะทำให้มีค่าแรงดันขั้วเริ่มสูงขึ้นเช่นกัน แต่สูงขึ้นไม่มากนัก แต่โดยรวมแล้วจะเห็นว่าค่ามากกว่าแรงดันขั้วเริ่มของมอสเฟตกำลัง

4.2 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าศักย์ภายใน (built-in potential: ϕ_i)

การหาค่าศักย์ภายในของรอยต่อระหว่างซิลิคอนไดโอดและซิลิคอนไดโอด จะต้องทำการทดลองกราฟความสัมพันธ์ ระหว่างค่าความจุไฟฟ้ากับแรงดันดังหัวข้อที่ 3.3.2 โดยทำการทดลองจากเครื่อง Hewlett Packard รุ่น 4061A Semiconductor/Component Test System เมื่อจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงในช่วง -5 โวลต์ ถึง 5 โวลต์ พบว่ากราฟที่ได้จะเป็นดังรูปที่ 4.5 ถึงรูปที่ 4.7 จากกราฟจะเห็นว่าจุดสูงสุด คือช่วงปกคลุมประจุพาหะ เพราะฉะนั้นค่าศักย์ภายใน (built-in potential) จึงเป็นค่าที่อยู่จุดสูงสุดของกราฟ



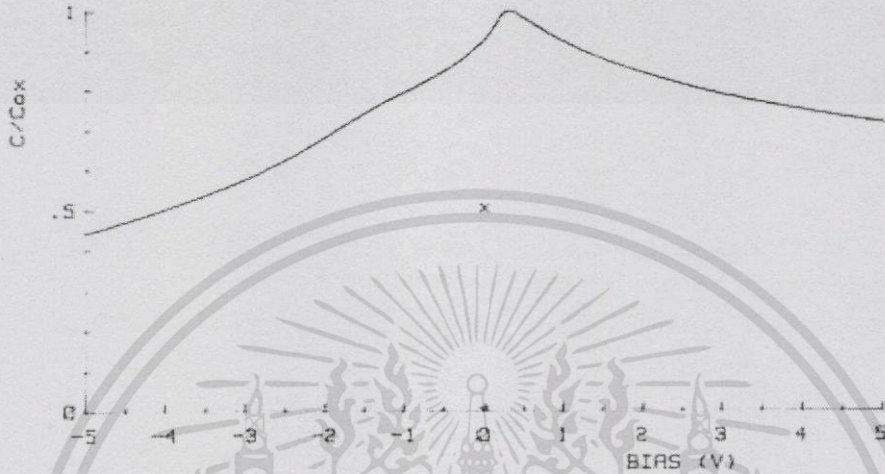
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าระหว่างซิลิคอนไดโอดกับซิลิคอนไดโอดและแรงดันไฟเลี้ยงของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ G15N50E1

C-V CHARACTERISTICS

HP 4061A

SAMPLE= JUNCTION CAP. OF IGBT NO. MGP20N60

FREQ= 1MHz T= 300K
 AREA= 0.00E+00cm² Dox= 0A
 Cfb= 0.00pF Vfb= 0V
 Nsub= 0.0E+00/cm³ Qss/q= 0.0E+00/cm²



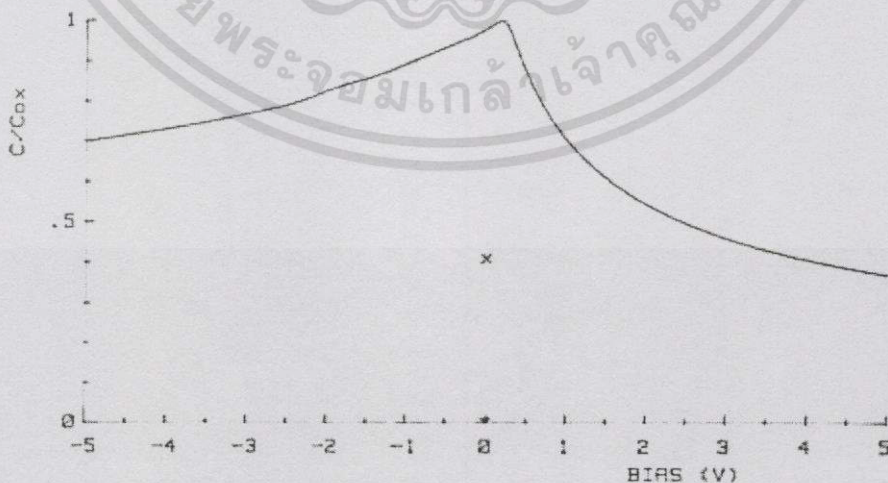
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์กับขั้วอิมิตเตอร์และแรงดันไฟเลี้ยงของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ MGP20N60

C-V CHARACTERISTICS

HP 4061A

SAMPLE= JUNCTION CAP. OF IGBT NO. HGTP10N120BN

FREQ= 1MHz T= 300K
 AREA= 0.00E+00cm² Dox= 0A
 Cfb= 0.00pF Vfb= 0V
 Nsub= 0.0E+00/cm³ Qss/q= 0.0E+00/cm²



รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์กับขั้วอิมิตเตอร์และแรงดันไฟเลี้ยงของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เบอร์ HGTP10N120BN

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำเข้าใช้โดยไม่แจ้งชื่อผู้จัดทำเอกสารหรือแจ้งชื่อผู้เผยแพร่เอกสารโดยไม่แจ้งชื่อผู้จัดทำเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

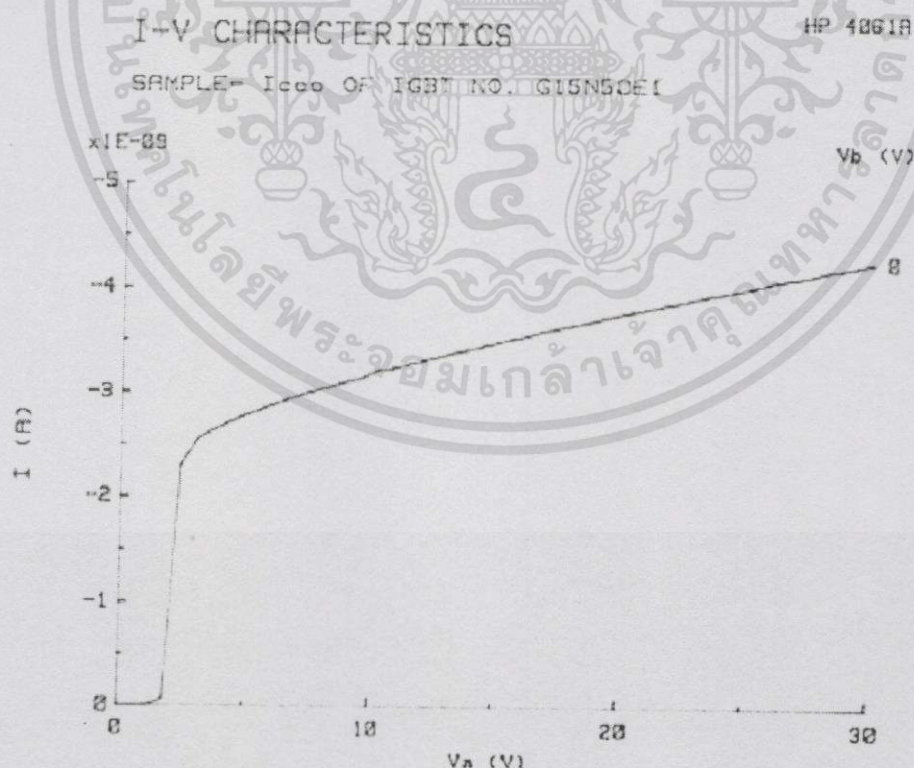
เมื่อดูจากผลการทดลองที่ได้แล้วในรูปที่ 4.5-4.7 สรุปได้เป็นตารางที่ 4.2 พบว่าค่าที่ได้มีค่าที่ค่อนข้างใกล้เคียงกันคือมีค่าประมาณ 0.3 โวลต์

ตารางที่ 4.2 ค่าศักย์ภายในของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT

ชนิดของ IGBT	ค่าศักย์ภายใน (ϕ)
G15N50E1 (400V 15A, 500V 20A)	0.3 V.
MGP20N60 (600V 30A)	0.3 V.
HGTP10N120BN (1200V 35A)	0.25 V.

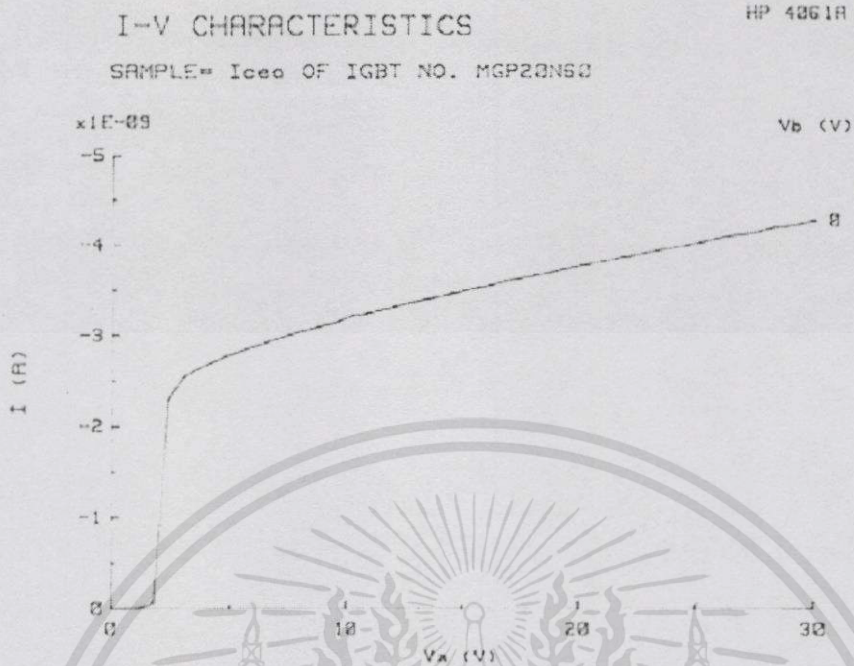
4.3 การทดลองเพื่อศึกษาหาค่าแรงดันเออร์ลี (V_A)

จากการทดลองโดยใช้เครื่อง Hewlett Packard รุ่น 4061A Semiconductor/Component Test System วัดกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสรั่วไหลผ่านรอยต่อคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ กับแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์ที่มีเกทเป็นฉนวนได้ผลดังนี้

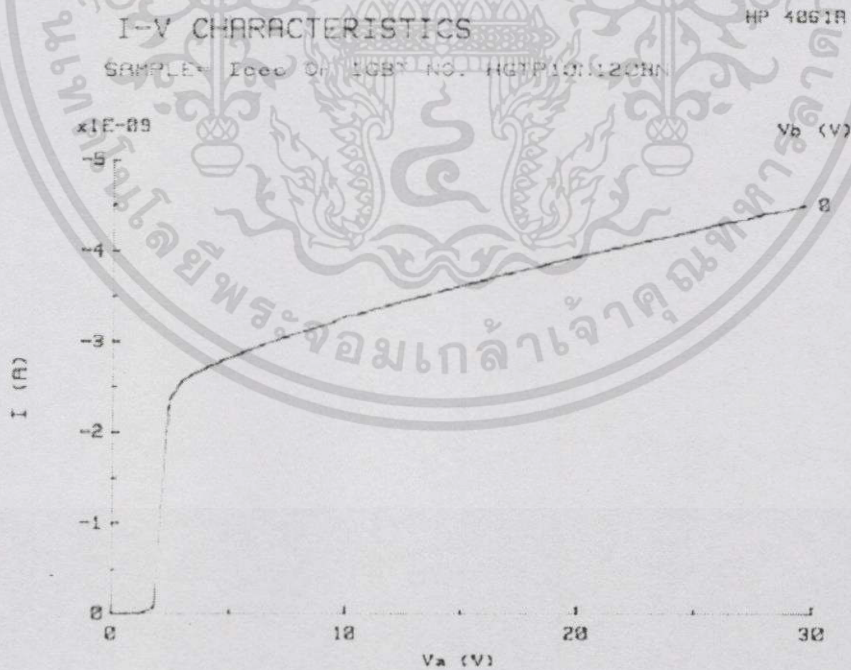


รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_{CE0} กับค่าแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT เบอร์ G15N50E1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_{CEO} กับค่าแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT เบอร์ MGP20N60



รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_{CEO} กับค่าแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT เบอร์ HGTP10N120BN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปค่า V_{CE} ขึ้นอยู่กับค่าแรงดันเออร์ลี (V_A) และค่าประมาณของแรงดันเออร์ลีจะคิดที่ $V_{CE} = 0$ จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_{CEO} กับค่าแรงดัน V_{CE} ดังรูปผลการทดลองเมื่อใช้เครื่อง Hewlett Packard รุ่น 4061A Semiconductor/Component Test System วัดกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสรั่วไหลผ่านรอยต่อคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ กับแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ แล้วทำการบันทึกค่าความสัมพันธ์ดังกล่าวจากหน้าจอคอมพิวเตอร์ของเครื่องมือเพื่อนำมาคำนวณจุดตัดความชันกับแกน x จะได้ค่าแรงดันเออร์ลีมีค่าดังตารางที่ 4.3 ซึ่งค่าแรงดันเออร์ลีจะมีประโยชน์ในการหาค่าตัวแปรที่มีความสำคัญอื่นๆ เช่นค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในโครงสร้างทรานซิสเตอร์ โครงสร้างแบบ IGBT

ตารางที่ 4.3 ค่าแรงดันเออร์ลีในโครงสร้างภายในของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT

ชนิดของ IGBT	ค่าแรงดันเออร์ลี
G15N50E1 (400V 15A, 500V 20A)	110 V.
MGP20N60 (600V 30A)	98 V.
HGTP10N120BN (1200V (35A)	92 V.

4.4 การหาค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบ IGBT

การหาค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบ IGBT นั้น สามารถหาได้จากบทที่ 3 โดยจะต้องทำการวัดค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าแรงดันเออร์ลีตามหัวข้อที่ 4.3 ซึ่งจากการวัดค่าแรงดันเออร์ลีจากอุปกรณ์แล้วจากนั้นทำการแทนค่าลงในสมการ

$$V_A = \frac{qN_{base}W_{base}^2}{\epsilon_s}$$

ซึ่งจะได้ค่าคงที่ดังสมการ

$$N_{base} \times W_{base}^2 = \frac{\epsilon_s V_A}{q} = \text{ค่าคงที่}$$

เนื่องจากค่าปริมาณความหนาแน่นของประจุในขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ สามารถหาค่าได้โดยใช้วิธีการวัดค่าความจุไฟฟ้าที่รอยต่อระหว่างขั้วอิมิตเตอร์กับคอลเลกเตอร์ แต่การวัดค่าความจุไฟฟ้างกล่าว จำเป็นต้องกำจัดค่าความจุไฟฟ้าอันเนื่องมาจากช่วงปลอดประจุพาหะระหว่างขั้วเบส

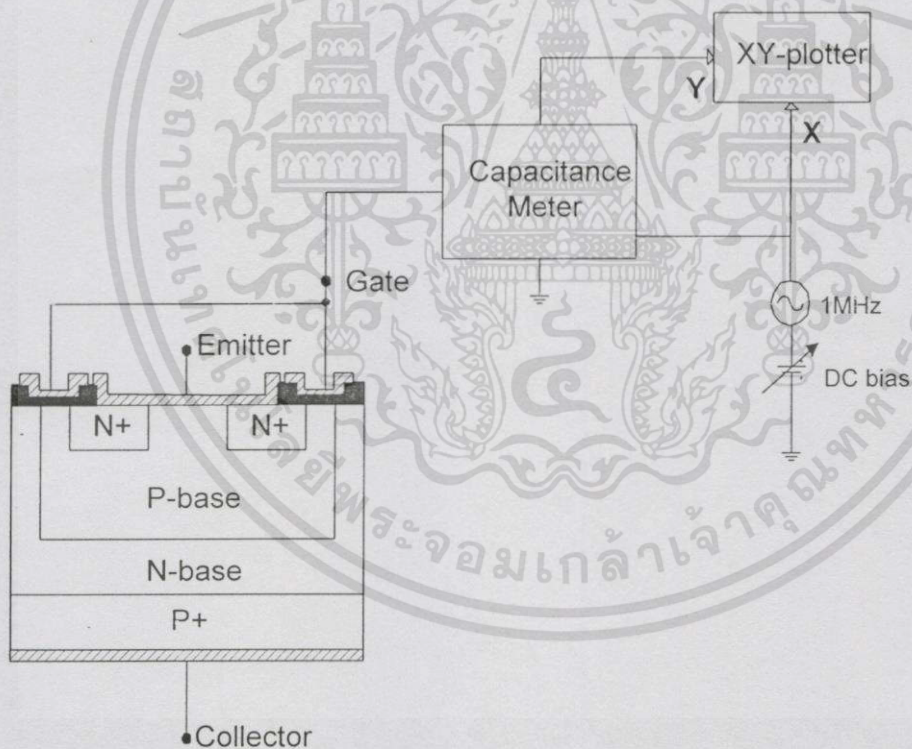
กับขั้วคอลเลคเตอร์ก่อน ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงแบบจ่ายแรงดันตรงแก่ รอยต่อ และทำการวัดค่าความจุไฟฟ้าของรอยต่อที่เหลือออกมา ดังสมการ

$$C = \frac{\epsilon_s A}{x_d}$$

โดยที่ค่า x_d มีค่าเท่ากับ

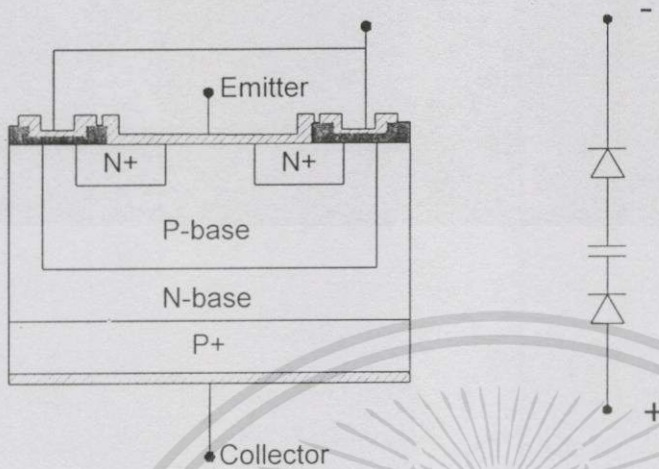
$$x_d = \left[\frac{2\epsilon_s}{q} \left(\frac{1}{N_1} + \frac{1}{N_2} \right) (\phi_i - V_{bias}) \right]^{1/2}$$

เริ่มทำการทดลองวัดคุณสมบัติค่าความจุไฟฟ้าและแรงดันโดยใช้เครื่อง Hewlett Packard รุ่น 4061A Semiconductor/Component Test system ซึ่งมีการต่อวงจรดังรูปที่ 4.11



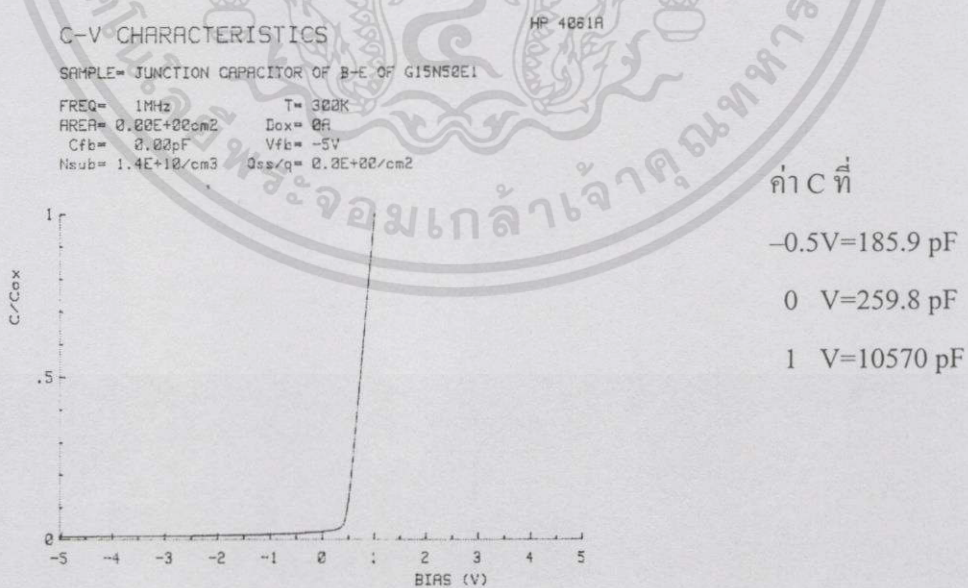
รูปที่ 4.11 วงจรการวัดค่าความจุไฟฟ้าบริเวณรอยต่อ

จากนั้นทำการทดลองเพื่อวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์และขั้วอิมิตเตอร์ โดยมีการจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงดังรูป



วัดค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้น แล้วนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.14) จากนั้นทำการทะลุขั้วเกต โดยทำการจ่ายแรงดันจนขั้วเกตทอนไม่ได้ รวมทั้งบันทึกค่าแรงดันพังทลายไว้ด้วย เพื่อนำไปประมาณค่าความหนาออกไซด์ แล้วทำการวัดค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้น จากนั้นนำค่าที่ได้ไปแทนกลับในสมการที่ (3.15) และ (3.16)

ทำการวัดค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ขั้วเบส และขั้วอิมิตเตอร์ (เมื่อมีการทะลุขั้วเกต) แล้วผลปรากฏว่ากราฟที่ได้เป็นดังนี้



รูปที่ 4.12 ผลการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C-V CHARACTERISTICS

HP 4261A

SAMPLE= JUNCTION CAPACITOR OF B-E OF MPG20N60

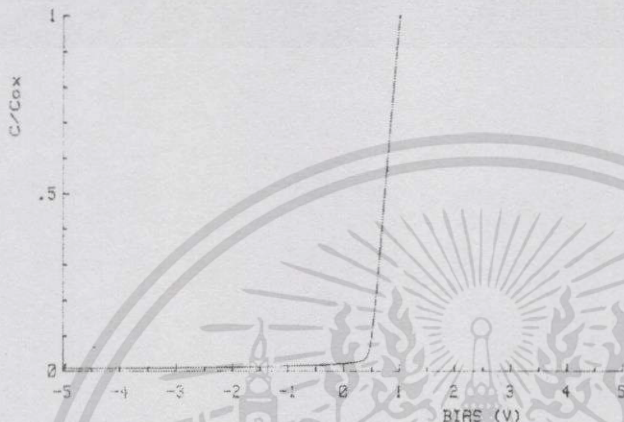
FREQ= 1MHz T= 300K
 AREA= 0.00E+00cm2 Dox= 0A
 Cfb= 0.00pF Vfb= -5V
 Nsub= 1.4E+10/cm3 Qss/q= 0.0E+00/cm2

ค่า C ที่

-0.5V=207.1 pF

0 V=273.6 pF

1 V=13330 pF



รูปที่ 4.13 ผลการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT เบอร์ MPG20N60 (เมื่อมีการทะลุขั้วเกตแล้ว)

C-V CHARACTERISTICS

HP 4261A

SAMPLE= JUNCTION CAPACITOR OF B-E OF 10N120BN

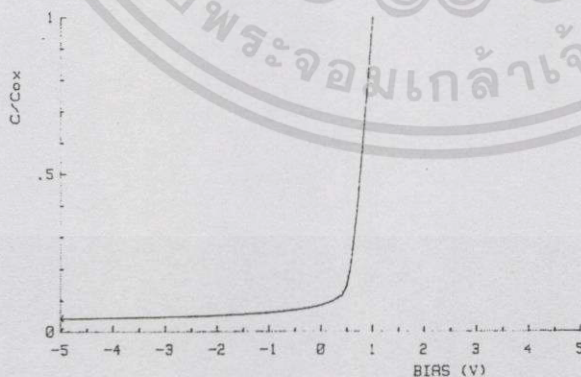
FREQ= 1MHz T= 300K
 AREA= 0.00E+00cm2 Dox= 0A
 Cfb= 0.00pF Vfb= -5V
 Nsub= 1.4E+10/cm3 Qss/q= 0.0E+00/cm2

ค่า C ที่

-0.5V=789.1 pF

0 V=958.6 pF

1 V=11020 pF



รูปที่ 4.14 ผลการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT เบอร์ HGTP10N120BN (เมื่อมีการทะลุขั้วเกตแล้ว)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สุดท้ายแล้วจากค่าตัวแปรต่างๆ ที่หาได้ทั้งหมด สามารถนำไปแทนค่าเพื่อหาค่าอัตราขยายกระแส (β) ได้ ดังสมการ [8]

$$\beta_o = \frac{N_{emitter}}{N_{base} W_{base}}$$

เมื่อทำการทดลองดังกล่าวข้างต้นแล้ว จะได้ผลการทดลองค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในโครงสร้างของ IGBT ดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 แสดงค่าอัตราขยายกระแสของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ใน โครงสร้าง IGBT

ชนิดของ IGBT	ค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในโครงสร้าง IGBT (β)
G15N50E1 (400V 15A, 500V 20A)	125
MGP20N60 (600V 30A)	140
HGTP10N120BN (1200V 35A)	143

4.5 การทดลองเพื่อศึกษาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT (G_m)

การหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ สามารถทำได้โดยวัดคุณลักษณะของกระแสและแรงดันด้วยเครื่อง Transistor Curve Tracer ดังหัวข้อ 3.2 ในบทที่ 3 จากนั้นหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ และอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกท-อิมิตเตอร์แล้ว สุดท้ายนำมาคำนวณดังสมการ

$$G_m = \frac{\partial I_{CE}}{\partial V_{GE}}$$

เมื่อทำการทดลองดังกล่าวข้างต้นแล้ว จะได้ผลการทดลองค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT ดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 แสดงค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT

ชนิดของ IGBT	ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT (G_m)
G15N50E1 (400V 15A, 500V 20A)	11.25 A/V
MGP20N60 (600V 30A)	15 A/V
HGTP10N120BN (1200V 35A)	20 A/V

4.6 การทดลองเพื่อศึกษาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้าง

IGBT (g_m)

การหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลัง สามารถทำได้โดยการหาค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และค่าทรานคอนดักแตนซ์ของ IGBT ก่อน แล้วนำมาคำนวณดังสมการ

$$g_m = \frac{G_m}{\beta_o}$$

แล้วนำค่าตัวแปรจากตารางที่ 4.4 และ 4.5 มาแทนค่าดังสมการเพื่อหาค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลังในโครงสร้าง IGBT

เมื่อทำการทดลองดังกล่าวข้างต้นแล้ว จะได้ผลการทดลองค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลังที่อยู่ในโครงสร้างของ IGBT ดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 แสดงค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลังที่อยู่ในโครงสร้างของ IGBT

ชนิดของ IGBT	ค่าทรานคอนดักแตนซ์ของมอสเฟตกำลังที่อยู่ในโครงสร้างของ IGBT (g_m)
G15N50E1 (400V 15A, 500V 20A)	0.09 A/V
MGP20N60 (600V 30A)	0.10 A/V
HGTP10N120BN (1200V 35A)	0.13 A/V

4.7 การทดลองเพื่อศึกษาค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของอุปกรณ์ IGBT

จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้ทำการศึกษาและวัดค่าตัวแปรที่มีความสำคัญ ซึ่งค่าตัวแปรที่สามารถนำมาคำนวณเพื่อหาค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสของอุปกรณ์ IGBT นั้น คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มอสเฟตที่อยู่ในโครงสร้าง IGBT เพราะมอสเฟตกำลังที่อยู่ในโครงสร้าง IGBT เป็นส่วนที่เป็นช่องทางเดินกระแสด้านใต้เกต และเป็นส่วนที่กำหนดค่าแรงดันขีดเริ่มของอุปกรณ์ด้วย ดังนั้นจึงเริ่มคิดจากสมการของค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์ของมอสเฟตดังมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$g_m = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \quad (4.1)$$

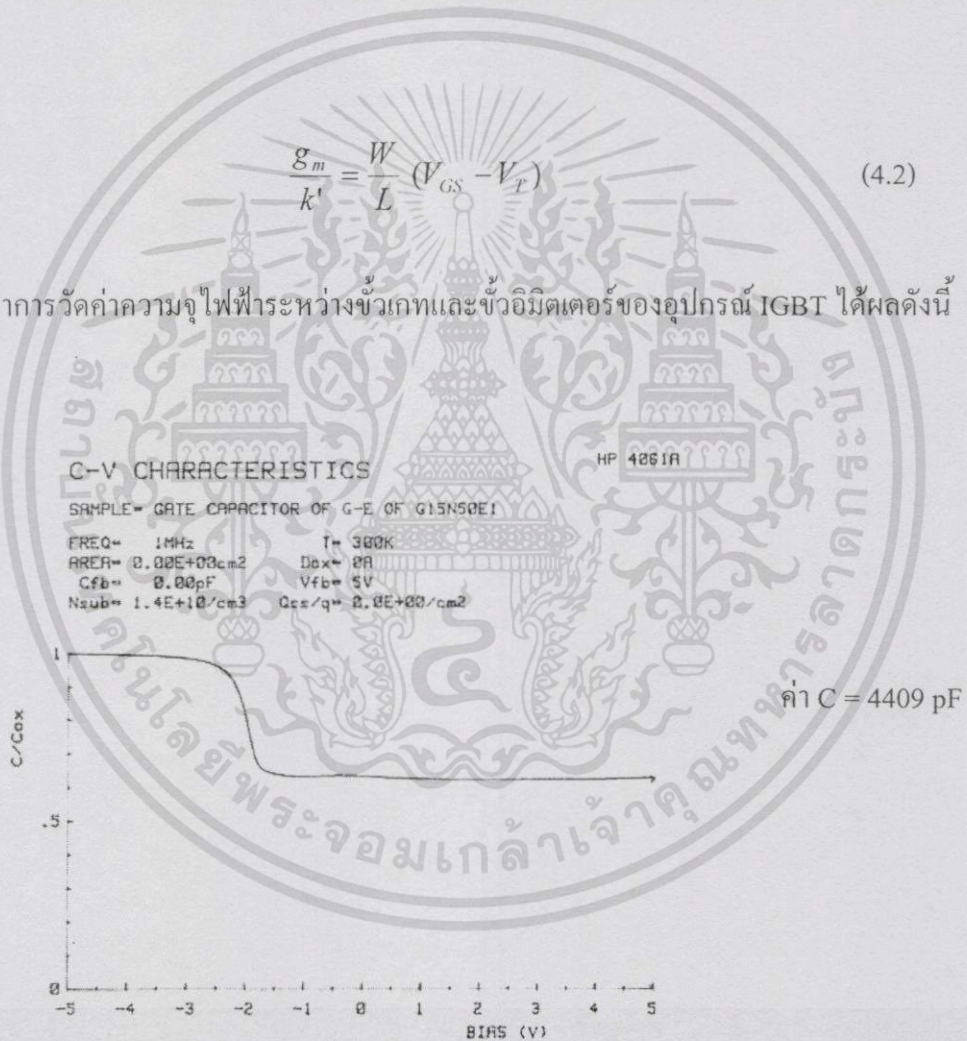
โดยที่ g_m คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของอุปกรณ์มอสเฟตกำลัง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- k' คือค่าทรานคอนดักแตนซ์ของกระบวนการสร้าง
 W คือค่าความกว้างของช่องทางเดินกระแส
 L คือค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส

และเนื่องจากค่า $k' = \mu \frac{\epsilon_o \epsilon_{ox}}{T_{ox}}$ ทำให้สามารถคำนวณได้ จากการประมาณค่าความหนาของออกไซด์เนื่องจากแรงดันพังทลายดังในหัวข้อที่ผ่านมา และจากสมการที่ (4.1) สามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสกับค่าทรานคอนดักแตนซ์ได้ดังนี้

$$\frac{g_m}{k'} = \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \quad (4.2)$$

จากนั้นทำการวัดค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ของอุปกรณ์ IGBT ได้ผลดังนี้



รูปที่ 4.15 ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ของ IGBT เบอร์ G15N50E1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

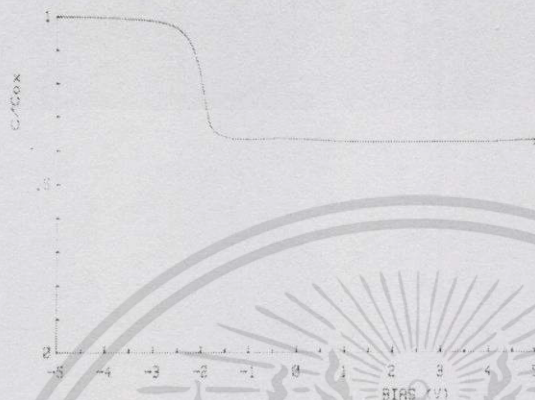
C-V CHARACTERISTICS

HP 4061A

SAMPLE= GATE CAPACITOR OF G-E OF MFG20N60

FREQ= 1MHz T= 300K
 AREA= 2.02E+00cm2 Dtox= 0A
 Cfb= 0.00pF Vfb= 5V
 Nsub= 1.4E+18/cm3 Qss/q= 0.0E+00/cm2

ค่า C = 4440 pF



รูปที่ 4.16 ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ของ IGBT เบอร์ MFG20N60

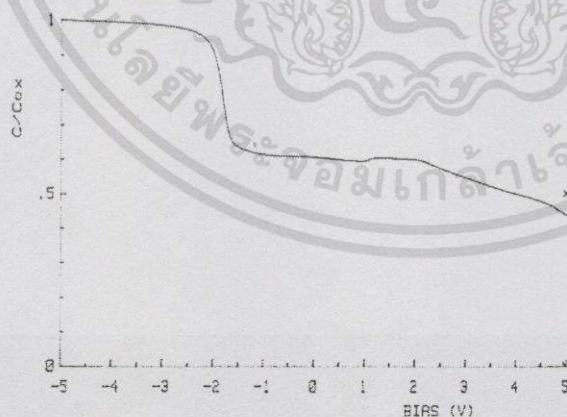
C-V CHARACTERISTICS

HP 4061A

SAMPLE= GATE CAPACITOR OF G-E OF 10N120BN

FREQ= 1MHz T= 300K
 AREA= 0.00E+00cm2 Dtox= 0A
 Cfb= 0.00pF Vfb= 5V
 Nsub= 1.4E+18/cm3 Qss/q= 0.0E+00/cm2

ค่า C = 4700 pF



รูปที่ 4.17 ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขั้วเกตและขั้วอิมิตเตอร์ของ IGBT เบอร์ HGTP10N120BN

ซึ่งสามารถคำนวณค่าของ $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox} A}{T_{ox}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาถึงค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะสังเกตได้ว่า

$$C = C_{ox} A \quad (4.3)$$

เมื่อพิจารณาค่า A คือพื้นที่หน้าตัด ซึ่งมีค่าเท่ากับ $W \times L$ จะได้

$$W = \frac{C}{C_{ox} L} \quad (4.4)$$

เมื่อย้ายตัวแปรในสมการที่ (4.4) แล้วจะได้

$$W \times L = \frac{C}{C_{ox}} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.2) และ (4.4) สามารถแก้สมการเพื่อหาค่าของความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแสได้ โดยการแทนค่าตัวแปรต่างๆ ลงในสมการ

เมื่อทำการทดลองและคำนวณค่าตัวแปรทั้งหมดแล้ว สามารถสรุปค่าตัวแปรต่างๆ ออกมาได้ดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 ค่าตัวแปรที่ได้จากการทดลอง

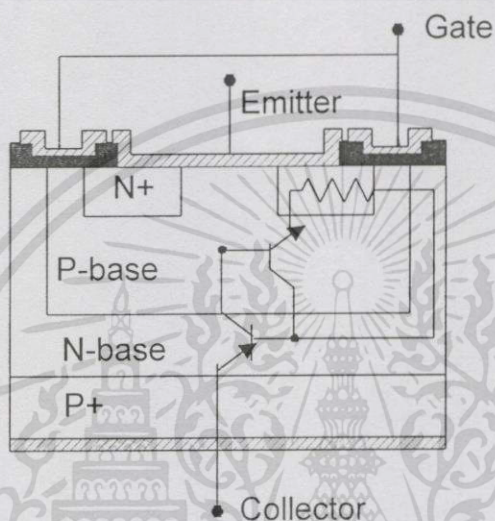
ตัวแปร (ทฤษฎี)	ตัวแปร (SPICE)	HGTP15N50E1 400V 15A, 500V 20A	MGP20N60 500V 25A	HGTP10N120BN 600V 35A	หน่วย
G_m	-	11.25	15	20	A/V
k'	KP	4.554×10^{-5}	4.138×10^{-5}	3.90×10^{-5}	A/V^2
g_m	-	0.09	0.10	0.13	A/V
β_o	BF	125	140	143	-
N_{base}	NB	3.08×10^{15}	2.75×10^{15}	2.43×10^{15}	cm^{-3}
W_{base}	WB	480 μ	480 μ	490 μ	m
$N_{emitter}$	NE	1.84×10^{16}	1.84×10^{16}	1.9×10^{16}	cm^{-3}
V_A	VAF	110	98	92	V
$V_{built-in}$	VJE	0.3	0.3	0.25	V
V_{TO}	VTO	1.25	1.3	2	V
T_{OX}	TOX	5×10^{-8}	5.5×10^{-8}	5.83×10^{-8}	m
C_{OX}	COX	6.90×10^{-4}	6.27×10^{-4}	5.92×10^{-4}	F
L	L	137 μ	134 μ	136 μ	m
W	W	270 μ	320 μ	455 μ	m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

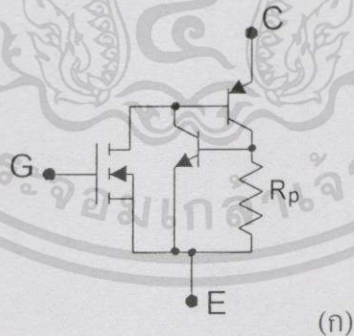
4.8 วงจรสมมูลกระแสตรงของ IGBT

4.81 โครงสร้างและสัญลักษณ์

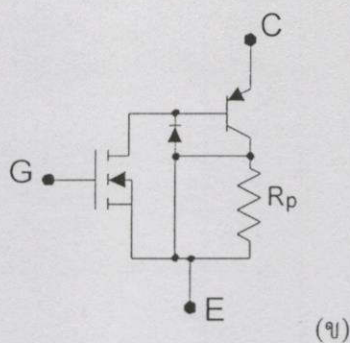
เนื่องจาก IGBT เป็นอุปกรณ์ที่รวมระหว่างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอฟเฟตกำลัง วงจรสมมูลภายในของอุปกรณ์ตัวนี้จึงเป็นดังรูปที่ 4.18



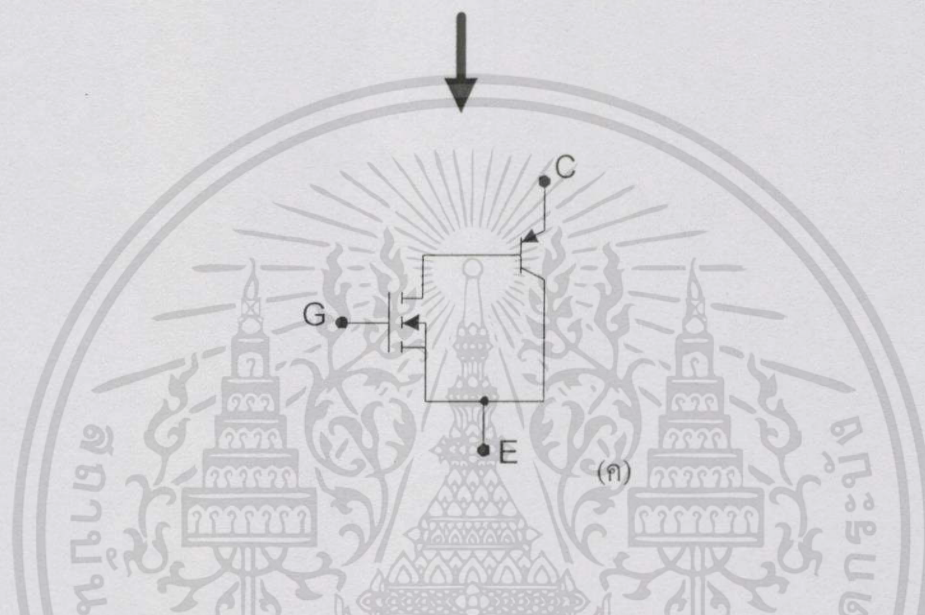
รูปที่ 4.18 รูปวงจรสมมูลภายในตัว IGBT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.19 วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT

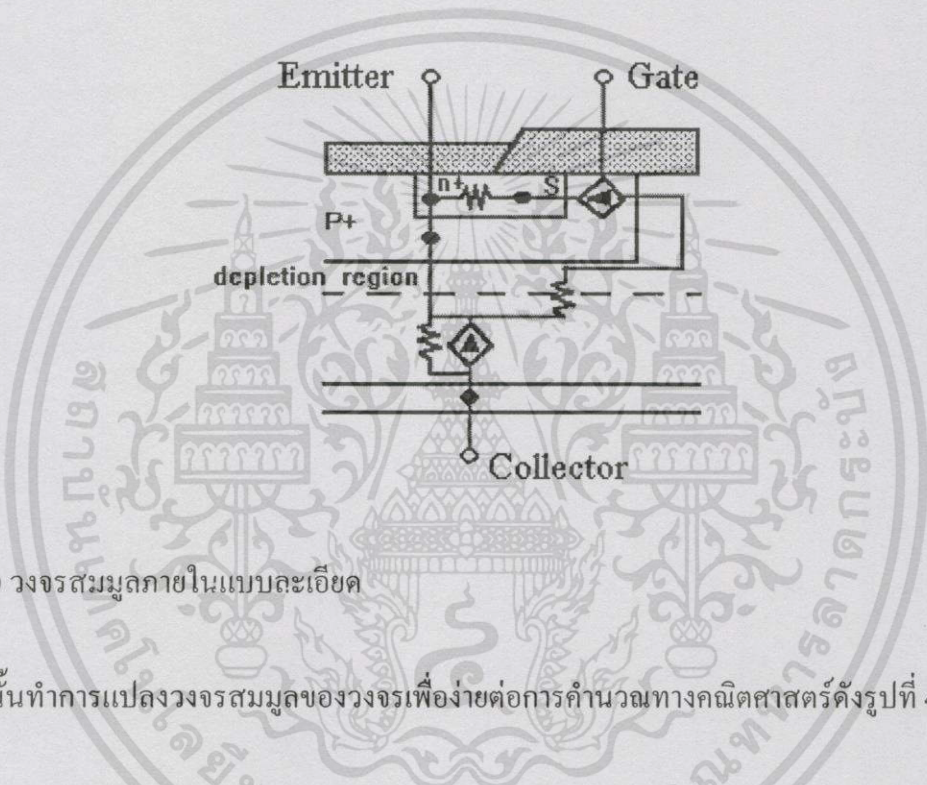
พิจารณาโครงสร้างดังรูปที่ 4.18 พบโครงสร้างแฝง P-N-P-N แบบทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดปรากฏการณ์แลตซ์-ออฟ ขึ้นในขณะที่ IGBT ทำงาน ส่งผลให้โครงสร้างแบบมอสเฟตไม่สามารถควบคุมการไหลของกระแสได้ แต่จากรูปที่ 4.19(ค) จะเห็นได้ว่า สามารถพิจารณาว่าโครงสร้างแฝงที่เกิดขึ้นมีการไหลของกระแส 2 ทิศทางคือส่วนที่เสมือนเป็นทรานซิสเตอร์แบบ NPN นั้น เกทและซอส มีการลัดวงจร ทำให้พิจารณาเหลือเพียงการไหลในทิศทางเดียวซึ่งเปรียบเสมือนเป็นไดโอดดังรูปที่ 4.19(ข)

แต่เนื่องจากการวิเคราะห์ห้วงจรเปรียบเสมือนว่า กระแสที่ไหลผ่านไดโอดในรูปที่ 4.19(ข) เมื่อทำงานในสถานะนำกระแสไปหน้า (Forward Conducting Mode) ค่าแรงดันที่จ่ายเข้าไดโอดเป็นแรงดันย้อนกลับ ซึ่งถือว่ากระแสที่ไหลมีปริมาณน้อยมาก เมื่อเทียบกับกระแสคอลเลกเตอร์ จึงไม่คิดไดโอดในการวิเคราะห์ห้วงจร ทำให้เกิดโครงสร้างภายในอย่างง่ายของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ดังรูปที่ 4.19 (ค) ดังนั้นสิ่งสำคัญในการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ IGBT ก็คือการหลีกเลี่ยงไม่ให้เกิดการทำงานในสถานะทรานซิสเตอร์ บนโครงสร้างของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

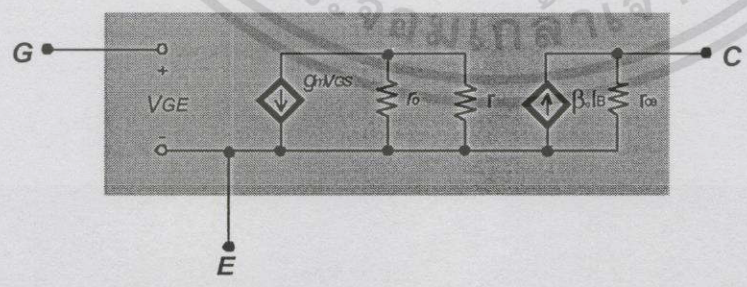
โครงสร้างของ IGBT ชนิดเอ็นเซนเนลแสดงเป็นภาพตัดขวางได้ดังรูปที่ 4.18 โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมาก แตกต่างกันที่ IGBT จะมีชั้น P⁺-collector หรือชั้นอินเจกติ้ง (injecting) ต่ออยู่ระหว่างขั้วคอลเลคเตอร์ ซึ่งในมอสเฟตไม่มี ซึ่งจากการที่ขั้วเกตถูกกั้นด้วยชั้นออกไซด์ เป็นผลให้ความต้านทานขาเข้าที่ขั้วเกตมีค่าสูงมาก เหมือนกับมอสเฟตกำลัง

รายละเอียดของวงจรในรูปที่ 4.20 บอกถึงค่าตัวแปรต่างๆ ที่มีความสำคัญกับอุปกรณ์ IGBT ดังนี้



รูปที่ 4.20 วงจรสมมูลภายในแบบละเอียด

จากนั้นทำการแปลงวงจรสมมูลของวงจรเพื่อง่ายต่อการคำนวณทางคณิตศาสตร์ดังรูปที่ 4.21

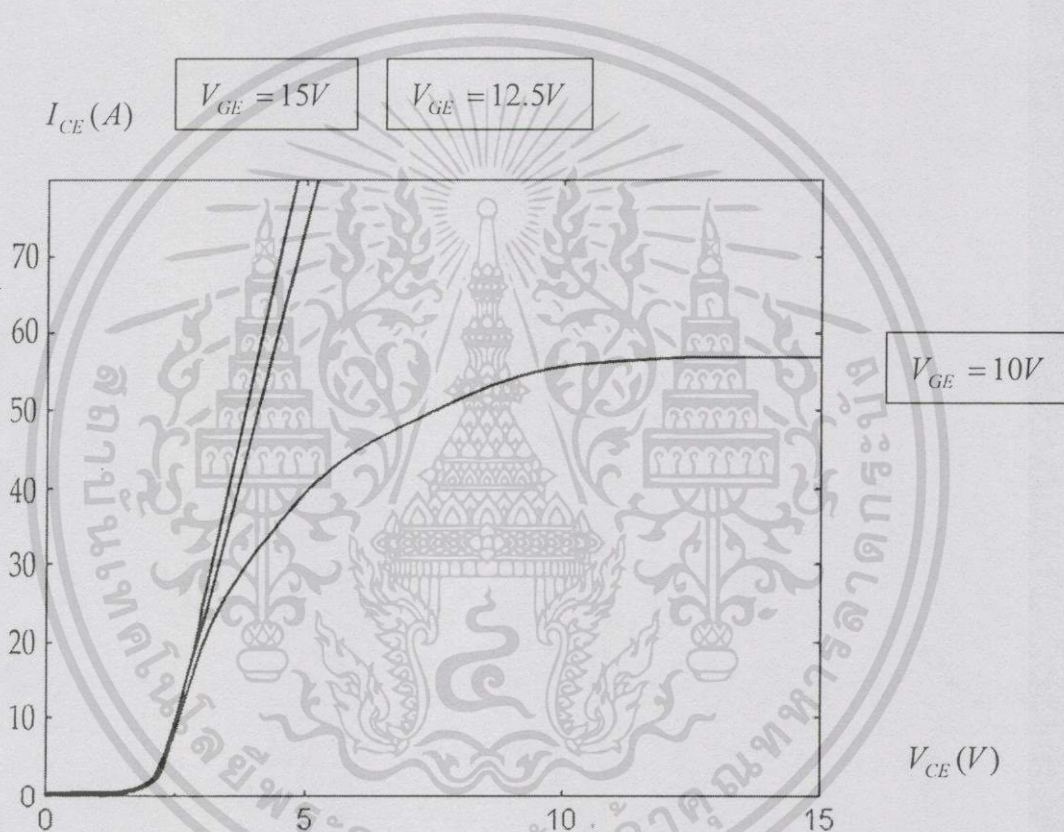


รูปที่ 4.21 วงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์แบบ IGBT

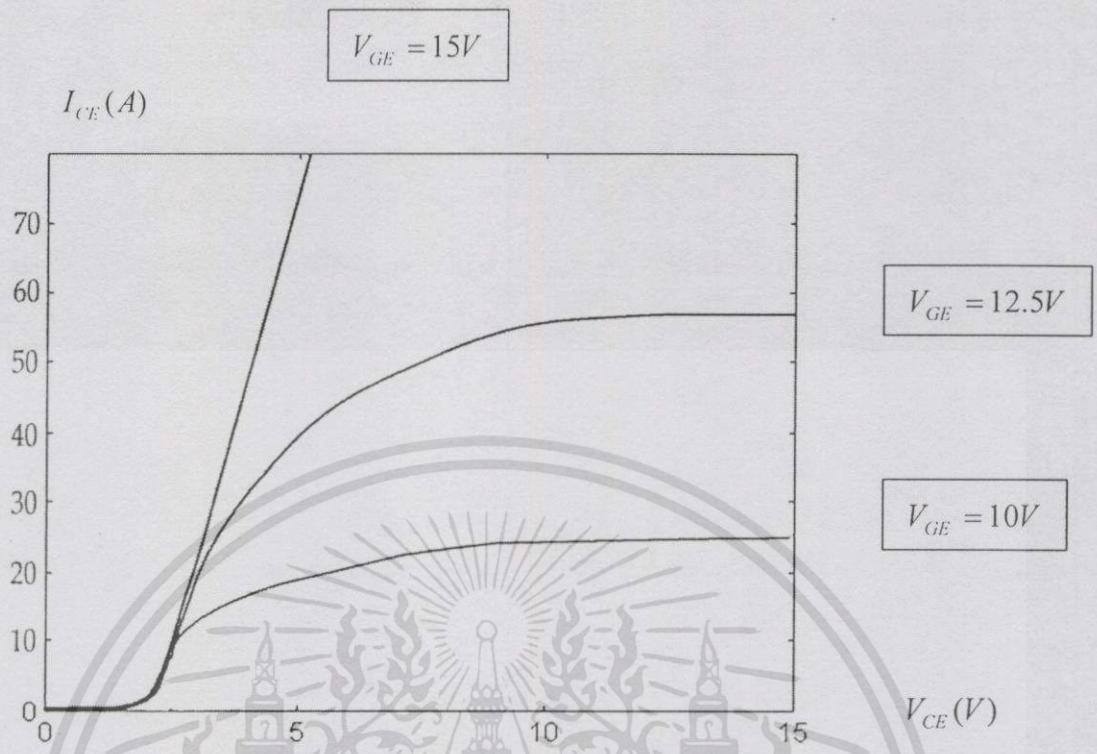
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8.2 คุณสมบัติกระแสและแรงดันของ IGBT

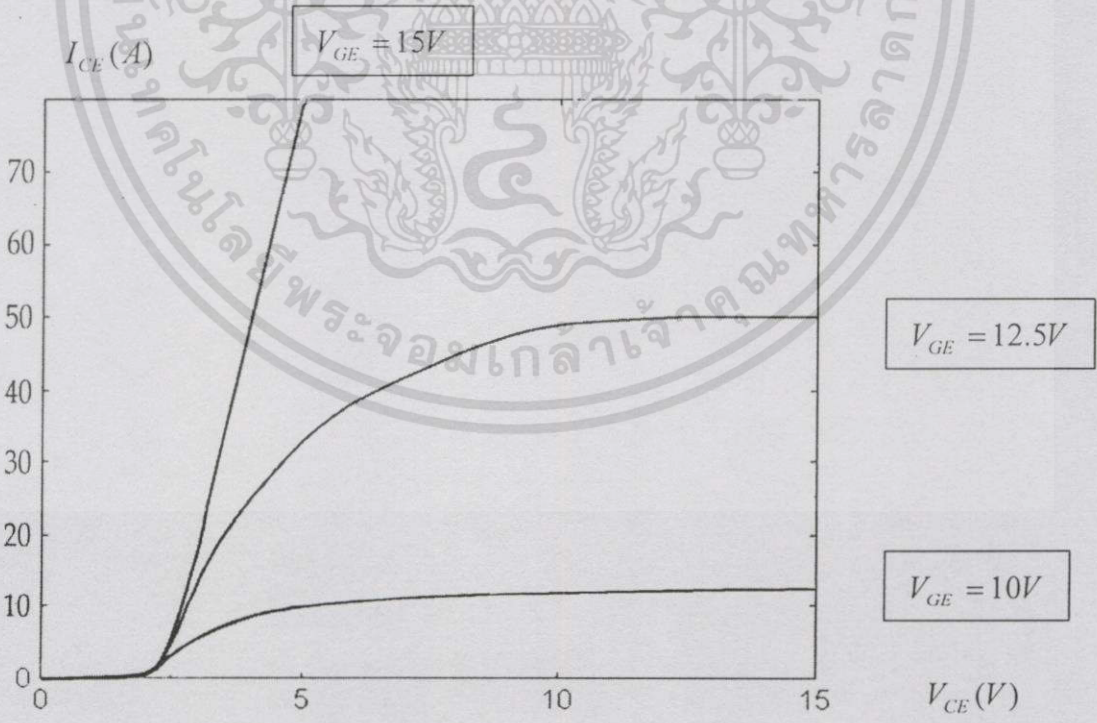
เมื่อทำการคำนวณค่าตัวแปรต่างๆ จากหัวข้อที่ผ่านมาแล้ว จากนั้นนำสมการที่ได้นำไปใส่ในโปรแกรม MATLAB ซึ่งเป็นโปรแกรมที่สามารถเขียนให้ใส่สมการเข้าไป แล้วประมวลผลออกมาเป็นกราฟได้ โดยทดลองจากอุปกรณ์ IGBT 3 ชนิดด้วยกัน คือ G15N50E1, MGP20N60 และ HGTP10N120BN ซึ่งจากการที่ใส่ตัวแปรในสมการ ลงในโปรแกรม MATLAB ผลคือได้กราฟดังนี้



รูปที่ 4.22 ผลการประมวลผลข้อมูลของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ G15N50E1 ในโปรแกรม MATLAB



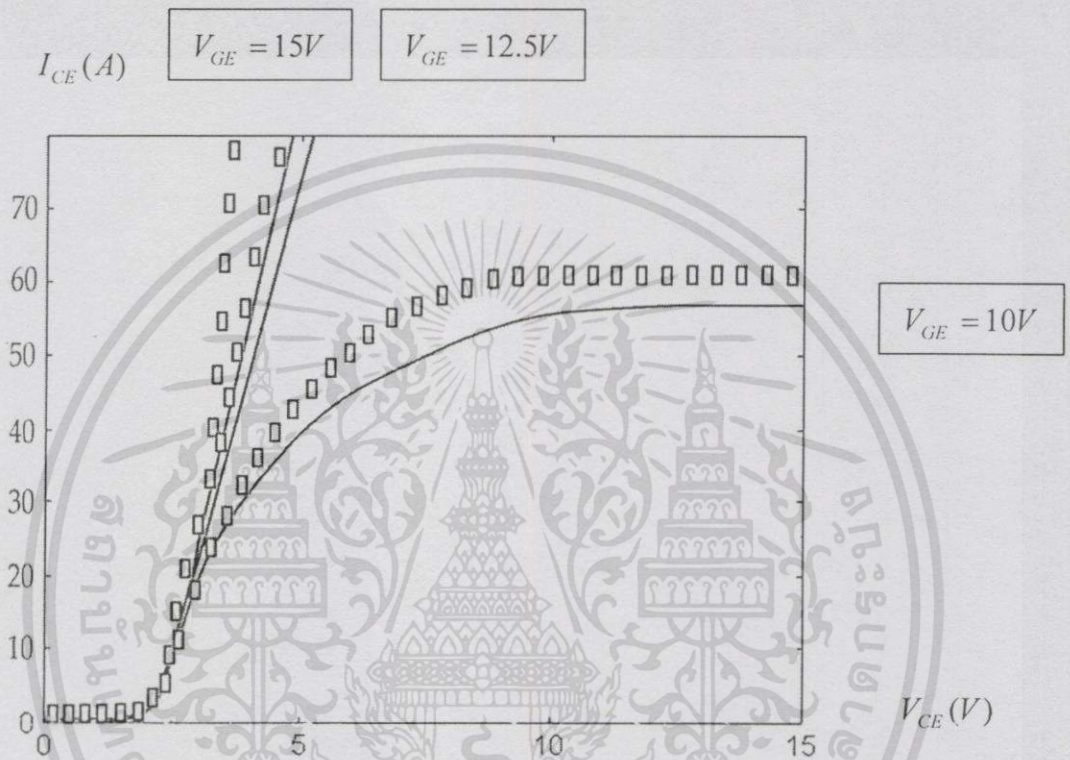
รูปที่ 4.23 ผลการประมวลผลข้อมูลของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ MGP20N60 ในโปรแกรม MATLAB



รูปที่ 4.24 ผลการประมวลผลข้อมูลของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ HGTP10N120BN ในโปรแกรม MATLAB

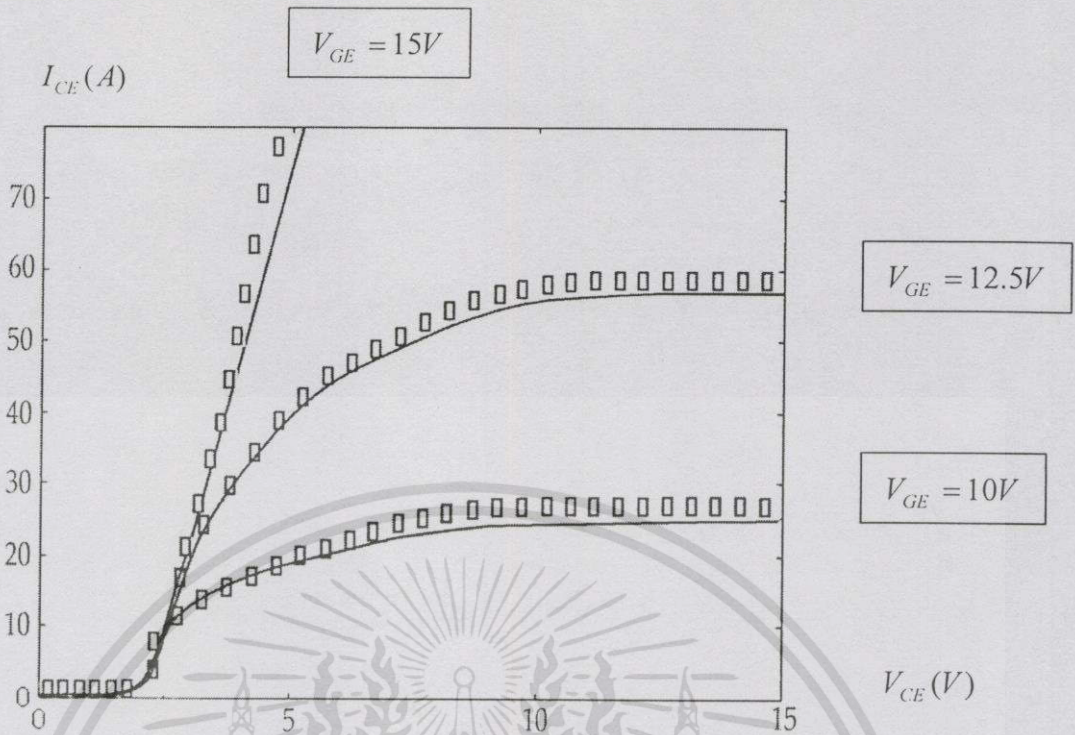
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ผลกราฟจากโปรแกรม MATLAB แล้ว ทำการหาค่าความผิดพลาดจากอุปกรณ์จริง โดยทำการเปรียบเทียบกับผลของข้อมูลอุปกรณ์ IGBT ทุกเบอร์ (Data sheet) คือเบอร์ G15N50E1, MGP20N60 และHGTP10N120BN ดังรูปที่ 4.25-4.27

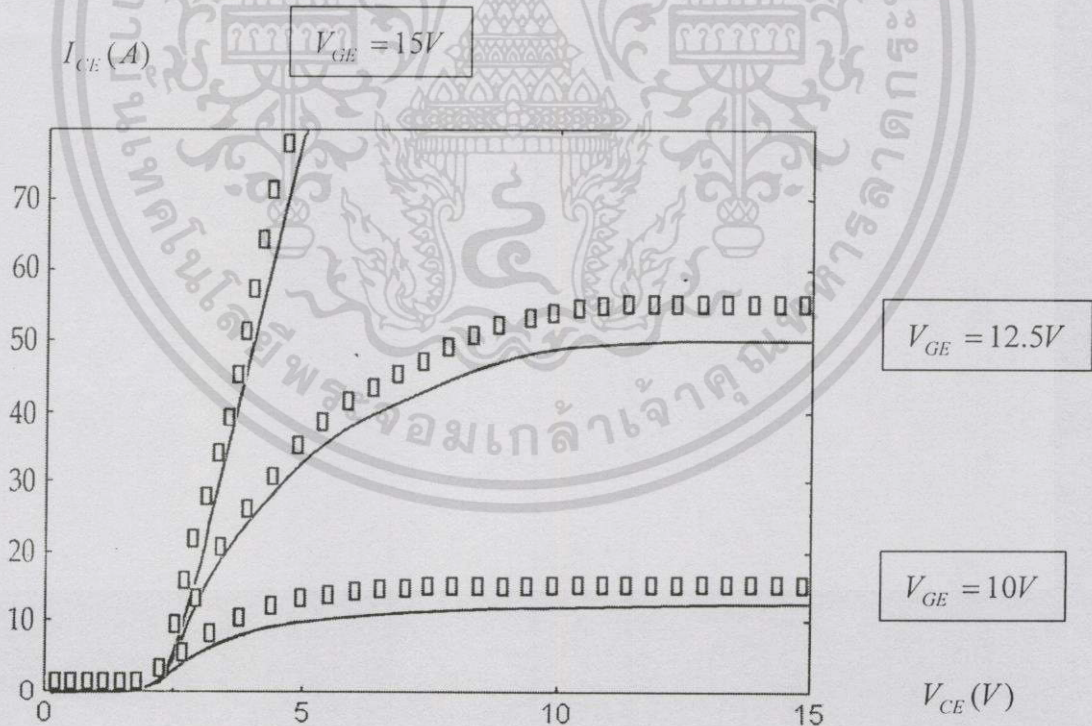


รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลของอุปกรณ์จริงของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ G15N50E1

————— เป็นผลประมวลผล โดยโปรแกรม MATLAB
 □□□□□□ เป็นผลจากข้อมูลของอุปกรณ์

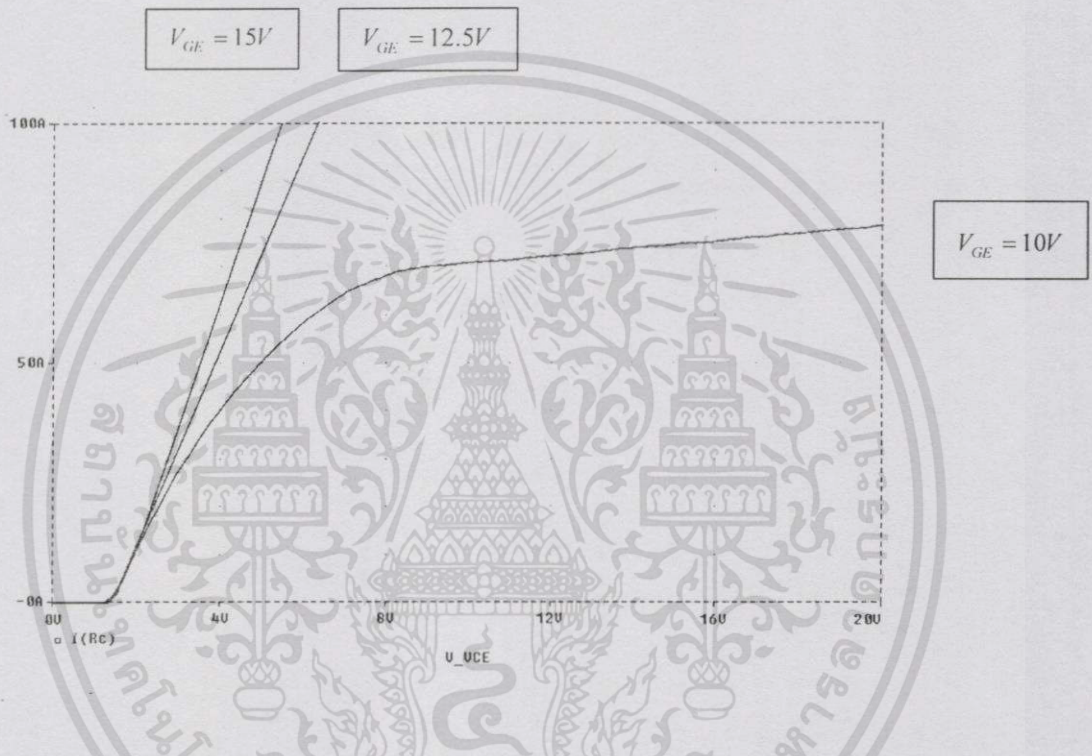


รูปที่ 4.26 เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลของอุปกรณ์จริงของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ MGP20N60

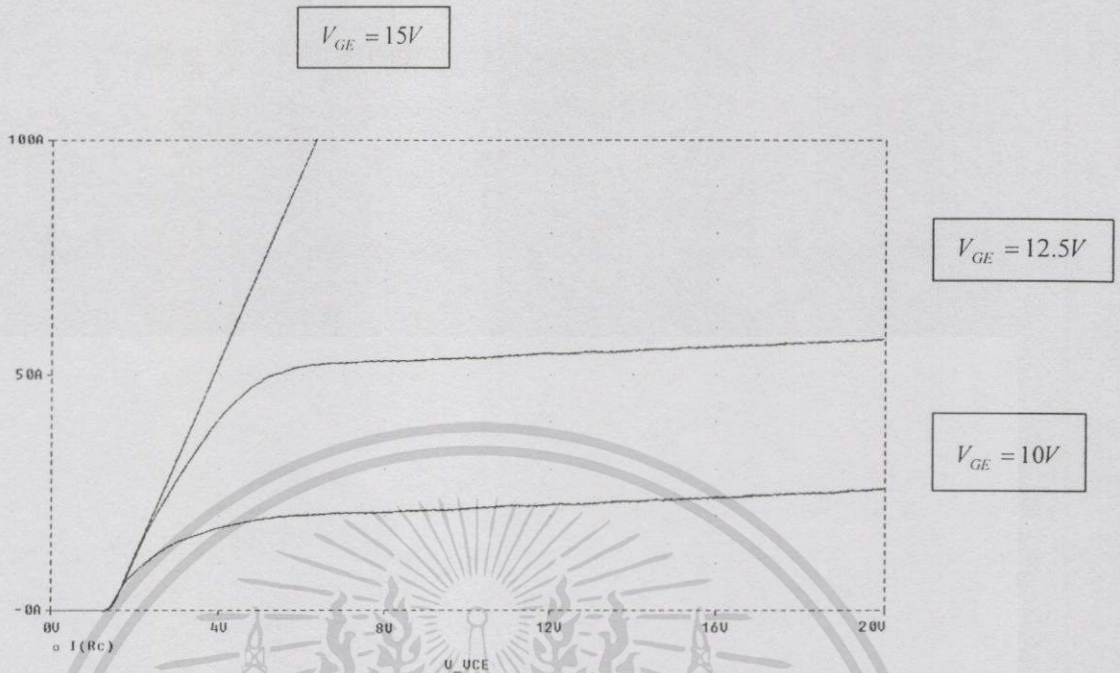


รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลของอุปกรณ์จริงของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ HGTP10N120BN

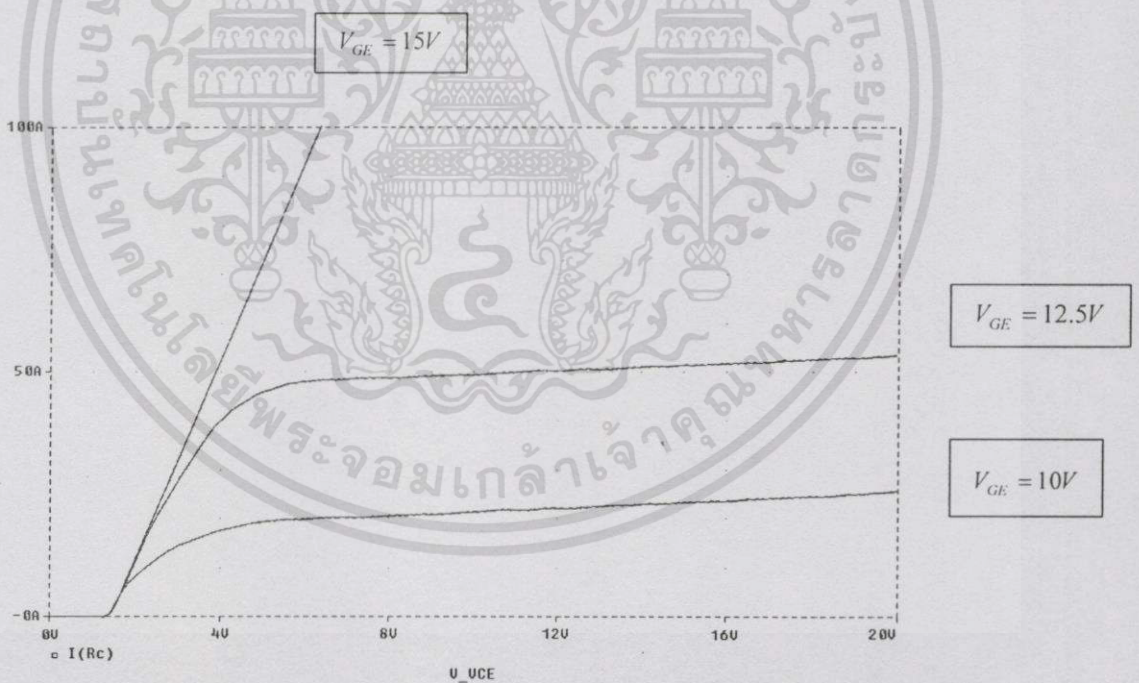
ต่อไปได้ทำการทดลองนำค่าตัวแปรที่คำนวณได้ แทนค่าลงในโปรแกรม SPICE โดยใช้ข้อมูลดังตารางที่ 4.7 ซึ่งนอกจากจะทำการทดลองโดยใช้ทรานซิสเตอร์โครงสร้าง IGBT ทั้ง 3 เบอร์ที่เคยได้ทำการทดลองแล้ว ได้เพิ่มผลการทดลองกับตัวแปรที่ได้จากอุปกรณ์ที่มีการสร้างที่ห้องปฏิบัติการของศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์ด้วย เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ทราบตัวแปรแน่นอน ทำให้วิเคราะห์ค่าผิดพลาดได้มากขึ้น



รูปที่ 4.28 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ G15N50E1



รูปที่ 4.29 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ MGP20N60

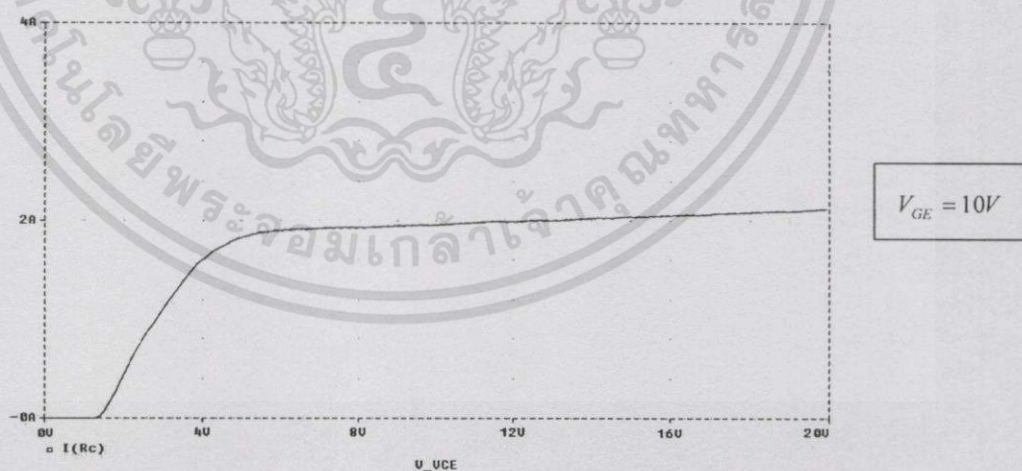


รูปที่ 4.30 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เบอร์ HGTP10N120BN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 ค่าตัวแปรที่ได้จากทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT ที่มีการสร้างจากห้องปฏิบัติการศูนย์วิจัย อิเล็กทรอนิกส์

ตัวแปร (ทฤษฎี)	ตัวแปร (SPICE)	IGBT ที่สร้างในห้องปฏิบัติการศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์	หน่วย
G_m	-	44.59 m	A/V
k'	KP	3.92×10^{-6}	A/V^2
N_{base}	NB	1.65×10^{17}	cm^{-3}
W_{base}	WB	120 μ	m
$I_C (V_{GE}=10V, V_{CE}=10V)$	-	1.65	A
$N_{emitter}$	NE	2.57×10^{18}	cm^{-3}
V_{TO}	VTO	2.55	V
T_{OX}	TOX	1000	\AA
C_{OX}	COX	3.45×10^{-6}	F
L	L	5 μ	m
W	W	56800 μ	m



รูปที่ 4.31 ผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT ที่สร้างจริงในห้องวิจัย

จากผลการประมวลผลด้วย SPICE ของทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT ที่สร้างจริงในห้องวิจัย ซึ่งได้ค่ากระแสคอลเลกเตอร์ (ที่ $V_{GE}=10V, V_{CE}=10V$) มีค่าเท่ากับ 1.95A ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับข้อมูล

ในตารางที่ 4.8 ปรากฏว่ามีค่าความผิดพลาด เท่ากับ 18.18%

เอกสารนี้เป็นเอกสารทูลงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทุกสิ่ง อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

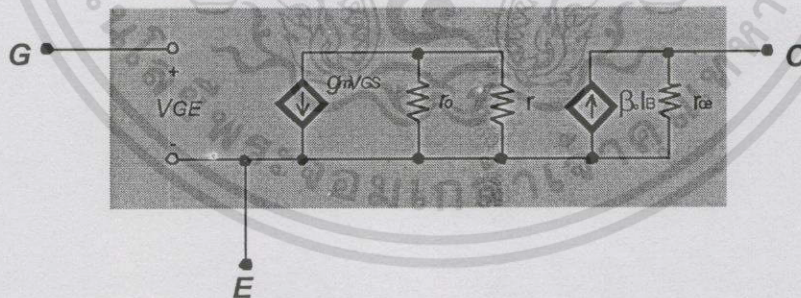
บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและบทวิจารณ์

จากการทดลองและผลการทดลองวัดค่าตัวแปรต่างๆ ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT สามารถสรุปผลการทดลองต่างๆ ได้ดังนี้

5.1 สรุปผลการทดลองวงจรสมมูลกระแสตรง ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT

ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เป็นทรานซิสเตอร์ที่มีการรวมโครงสร้างไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสเฟตกำลังเข้าด้วยกัน ทำให้วงจรมูลของทรานซิสเตอร์ชนิดนี้มีความซับซ้อน วิธีการแรกคือต้องพิจารณาวงจรภายในของทรานซิสเตอร์ว่าประกอบด้วยพารามิเตอร์ใดบ้าง แล้วทำการรวมแบบจำลองดังกล่าวที่มีความยุ่งยาก ให้เหลือเพียงแหล่งกำเนิดกระแสที่ควบคุมด้วยแรงดันขาเข้าขั้วเกท และค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดกระแสดังรูปที่ 5.1 ซึ่งสามารถนำวงจรมูลของอุปกรณ์นี้ไปแทนเป็นวงจรมูลของอุปกรณ์ IGBT ในโปรแกรม SPICE ได้ โดยทำการคำนวณค่าตัวแปรในวงจรมูลได้ทุกตัว ดังนี้



รูปที่ 5.1 วงจรมูลกระแสตรงของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่โครงสร้างแบบ IGBT

ซึ่งสามารถคำนวณค่าตัวแปรของอุปกรณ์ IGBT ต่างๆ ได้ดังนี้

โดยที่

$$g_m = \frac{G_m}{\beta_o} \quad A/V$$

$$G_m = \frac{\partial I_{CE}}{\partial V_{GE}} \quad A/V$$

$$\beta_o = \frac{N_{emitter}}{N_{base} W_{base}}$$

โดยที่

$$r_o = \frac{|V_A|}{I_D} \quad \Omega$$

โดยที่ $V_A = \frac{1}{\lambda}$

โดยที่

$$r = r_{bb'} + r_{b'e} \quad \Omega$$

$$r_{bb'} = \rho \frac{L}{A} \quad \Omega$$

$$r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}} = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{V_T \beta}{I_{CQ}} \quad \Omega$$

$$I_B = I_o \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad A$$

$$r_{ce} = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} \quad \Omega$$

จากนั้นทำการทดสอบโดยการนำวงจรสมมูลที่ได้ ไปทดลองในโปรแกรม SPICE โดยนำตัวแปรที่ได้จากการทดลองและการคำนวณไปแทนค่า เพื่อประมวลผลข้อมูลออกมาโดยทดลองกับอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT จริงคือเบอร์ G15N50E1, MGP20N60 ,HGTP10N120BN และทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ซึ่งมีผู้ผลิตขึ้นในห้องปฏิบัติการของศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์เองที่ทราบตัวแปรต่างๆ ซึ่งจากผลการทดลองปรากฏว่าผลที่ได้มีความคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ทำให้สามารถสรุปได้ว่าแบบวงจรสมมูลที่หาได้มีความเหมาะสมกับอุปกรณ์จริง ซึ่งเนื่องจากในวงจรสมมูลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแบบวงจรสมมูลที่ไม่ซับซ้อน และเข้าใจได้ง่ายกว่า รวมทั้งไม่จำเป็นที่จะต้องรู้ค่าตัวแปรต่างๆ ภายในที่มีความซับซ้อน

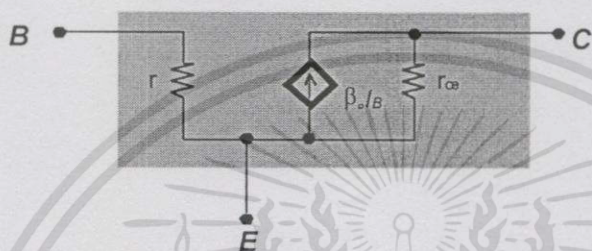
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาก และรู้ได้เฉพาะกระบวนการผลิตเท่านั้น ทำให้แบบวงจรสมมูลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถนำมาใช้ได้เมื่อเลือกอุปกรณ์มาใช้งานจริง และหาข้อมูลได้จากข้อมูลของอุปกรณ์ โดยไม่จำเป็นต้องรู้ค่าตัวแปรที่ใช้ในการผลิตอุปกรณ์

5.2 สรุปผลการทดลองค่าตัวแปรที่สำคัญต่างๆ ของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ในโปรแกรม SPICE

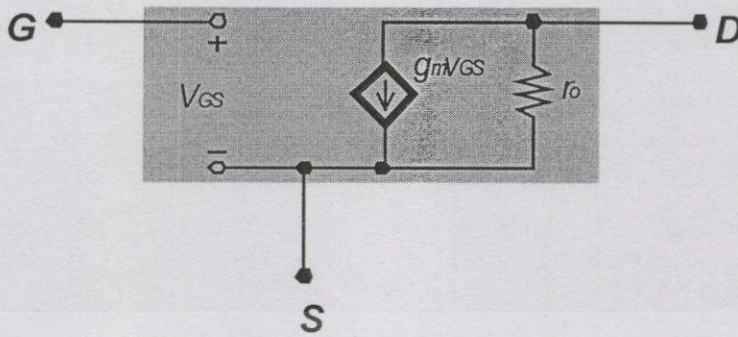
ค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT ที่ได้จากการทดลอง พบว่าค่าแรงดันขั้วเริ่มที่ได้มีค่าสูงกว่าค่าแรงดันขั้วเริ่มมอสเฟตกำลัง และมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันตกคร่อมรอยต่อขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเราควรเลือกใช้อุปกรณ์ให้เหมาะสมกับงานที่ใช้ เนื่องจากค่าแรงดันขั้วเริ่มของทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT มีค่าค่อนข้างสูงจึงเหมาะสำหรับการใช้งานวงจรที่มีวงจรขับ (Driver Circuit) ที่สามารถทนแรงดันได้สูง เช่น ในวงจรที่ใช้อุปกรณ์ประเภทไฟฟ้ากำลัง และการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้เครื่อง Hewlett Packard รุ่น 4061A Semiconductor/Component Test System ทำการวัดค่าแรงดันตกคร่อมรอยต่อขั้วเบสและขั้วอิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT เพื่อนำค่าแรงดันขั้วเริ่มที่ได้ไปคำนวณค่าตัวแปรต่างๆ จากนั้นทำการใช้เครื่องมือชนิดเดียวกันหาค่าศักย์ภายในรอยต่อระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์และขั้วอิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT โดยหาจากกราฟความสัมพันธ์ ระหว่างค่าความจุไฟฟ้ากับแรงดัน แต่จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าศักย์ภายในของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT แต่ละเบอร์ที่ทำการทดลองมีค่าไม่ต่างกันมากนัก จากนั้นทำการหาค่าแรงดันเออร์ดี ซึ่งเป็นตัวแปรที่มีผลต่อสมการกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT อย่างมาก โดยใช้เครื่องมือชนิดเดิมหาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสรั่วไหลผ่านรอยต่อคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ กับแรงดันที่ตกคร่อมรอยต่อคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ ซึ่งเมื่อสามารถหาค่าตัวแปรต่างๆ ที่กล่าวมาแล้ว จะทำให้สามารถนำไปคำนวณ ค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ในโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบ IGBT ได้ แล้วทำการหาค่าทรานคอนคัคแดนซ์ของ IGBT จากการวัดคุณสมบัติกระแส-แรงดัน ของอุปกรณ์ จากนั้นทำการหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ และหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกต-อิมิตเตอร์ จากนั้นนำค่าอัตราขยายกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และค่าทรานคอนคัคแดนซ์ของ IGBT นี้ ไปคำนวณเพื่อหาค่าทรานคอนคัคแดนซ์ของมอสเฟตกำลัง ซึ่งจากการทดลองพบว่าค่าตัวแปรต่างๆ ที่ได้มา มีความผิดพลาดน้อยมาก ซึ่งเป็นการพิสูจน์ให้เห็นว่าวงจรสมมูลกระแสตรงที่ได้มีความเป็นไปได้ และสามารถนำไปใช้ได้จริง

โดยค่าตัวแปรต่างๆ ที่หามาได้นั้น สามารถนำไปแทนค่าในโปรแกรม SPICE เพื่อทำการประมวลผลข้อมูลที่ถูกต้อง ซึ่งเนื่องจากวงจรสมมูลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด IGBT เป็นอุปกรณ์ที่รวมโครงสร้างของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตเข้าไว้ด้วยกัน ทำให้ค่าตัวแปรต่างๆ ของอุปกรณ์ IGBT จึงมีลักษณะใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ 2 ชนิดนี้ ซึ่งในบทสรุปนี้ จะทำการแยกในแต่ละอุปกรณ์ให้เห็นอย่างชัดเจน



ตารางที่ 5.1 ค่าตัวแปรในโปรแกรม SPICEของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในโครงสร้างของ IGBT

ตัวแปร (SPICE)	ความหมาย	หน่วย
NB	ปริมาณสารเจือในขั้วเบส	cm ⁻³
NE	ปริมาณสารเจือในขั้วอิมิตเตอร์	cm ⁻³
WB	ความกว้างของเบส	m
VB	Breakdown voltage	V
VAF	Early Voltage	V
VJE	B-E built-in potential	V
BF	Forward Beta	-



ตารางที่ 5.2 ค่าตัวแปรในโปรแกรม SPICEของมอสเฟตกำลังในโครงสร้างของ IGBT

ตัวแปร (SPICE)	ความหมาย	หน่วย
VTO	แรงดันขีดเริ่ม	V
KP	Process Transconductance parameter	A/V^2
TOX	Oxide thickness	m
COX	Oxide capacitance	F
L	ความยาวของช่องทางเดินกระแส	m
W	ความกว้างของช่องทางเดินกระแส	m

แต่เนื่องจากวงจรสมมูลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้มีการทดลองกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่มีโครงสร้างแบบ IGBT บางเบอร์เท่านั้น เนื่องจากในประเทศไทยมีอุปกรณ์ชนิดนี้ขายไม่มากนัก ทำให้ไม่สามารถทำการทดลองได้อย่างสมบูรณ์ได้ และวงจรสมมูลนี้เป็นแบบกระแสตรง จึงไม่ได้คำนวณถึงผลของตัวเก็บประจุต่างๆ ที่อยู่ภายในอุปกรณ์ซึ่งต่อไปถ้ามีผู้ที่สนใจ ก็สามารถศึกษาในส่วนนี้ได้ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] พอพด รุจนพิชญ์. 2539. “การศึกษา วิจัย และพัฒนาสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีเกทเป็นฉนวน.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [2] Sze, S.M. 1981. **Physics of Semiconductor Devices**. 2nd ed. New York : John Wiley & Sons.
- [3] Shroder, Dieter K. **Semiconductor Material and Device Characterization**. New York : John Wiley & Sons.
- [4] Muller, Richard S. and Kamins, Theodore I. **Device Electronics for Integrated Circuits**. 2nd ed. New York : John Wiley & Sons.
- [5] Hefner, A.R.. “An Investigation of the Drive Circuit Requirements for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT).” **IEEE Trans. Power Electron**, vol. 6, no. 2, April 1991, pp. 208-218.
- [6] Bose, B.K. “Recent Advances in Power Electronics.” **IEEE Trans. Power Electron**, vol. 7, no. 1, January 1992, pp. 2-16.
- [7] Mihalic, F. and Rentmeister, M.. “IGBT Spice Model.” **IEEE Trans. On Industry Electronics**, vol. 42, no. 1, February 1995, pp. 98-104.
- [8] Martil I. “Experimental Verification of the Physics and Structure of the Bipolar Junction Transistor.” **IEEE Trans. Education**, vol.41, no.3, August 1998, pp. 224-228.
- [9] สมเกียรติ ศุภเดช. สิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

ภาคผนวก ก.

ตัวแปรต่างๆ ของอุปกรณ์ในแบบจำลอง

ตัวแปรของอุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

Spice Name	Model Parameter	Units	Default	Example
IS	Transport saturation current	A	1×10^{-16}	1.0×10^{-15}
BF	Ideal maximum forward beta	-	100	100
Nf	Forward current emission coefficient	-	1	1.0
VAf	Forward Early voltage	V	∞	200
IKf	Corner for forward beta high current roll-off	A	∞	0.01
ISE	B-E leakage saturation current	A	0	1.0×10^{-13}
NE	B-E leakage emission coefficient	-	1.5	2.0
BR	Ideal maximum reverse beta	-	1	0.1
NR	Reverse current emission coefficient	-	1	1.0
VAR	Reverse Early voltage	V	∞	200
IKR	Corner for reverse beta high current roll-off	A	∞	0.01
ISC	B-C leakage saturation current	A	0	1.0×10^{-13}
NC	B-C leakage emission coefficient	-	2	1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Spice Name	Model Parameter	Units	Default	Example
RB	Base ohmic resistance	Ω	0	100
IRB	Current where base resistance falls halfway to its min value	A	∞	0.1
RBM	Minimum base resistance at high currents	Ω	10	10
RE	Emitter resistance	Ω	0	1
RC	Collector resistance	Ω	0	10
CJE	B-E zero-bias depletion capacitance	F	0	2 pF
VJE	B-E built-in potential	V	0.75	0.6
MJE	B-E junction exponential factor	-	0.33	0.33
TF	Ideal forward transit time	Sec	0	0.1 ns
XTF	Coefficient for bias dependence of TF	-	0.75	0.6
VTF	Voltage describing VBC dependence of TF	V	∞	
ITF	High-current parameter for effect on TF	A	0	
PTF	Excess phase at freq. = $1/(2\pi$ TF)	Degree	0	
CJC	B-C zero-bias depletion capacitance	F	0	2 pF
VJC	B-C built-in potential	V	0.75	0.5
MJC	B-C junction exponential factor	-	0.33	0.5
XCJC	Fraction of B-C depletion capacitance connected to internal base node	-	1	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Spice Name	Model Parameter	Units	Default	Example
TR	Ideal reverse transit time	Sec	0	10 ns
CJS	Zero-bias collector-substrate capacitance	F	0	2 pF
VJS	Substrate junction built-in potential	V	0.75	
MJS	Substrate junction exponential factor	-	0	0.5
XTB	Forward and reverse beta temperature exponent	-	0	
EG	Energy gap for temperature effect on transport saturation current	EV	1.11	
XTI	Temperature exponent for effect on IS	-	3	
KF	Flicker-noise coefficient	-	0	
AF	Flicker-noise exponent	-	1	
FC	Coefficient for forward-bias depletion capacitance formula	-	0.5	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวแปรของอุปกรณ์มอสเฟตกำลัง

Spice Name	Model Parameter	Units	Default	Example
LEVEL	Model index (eg.1,2 or 3)	-	1	
VTO	Zero-bias threshold voltage	V	0	1.0
KP	Transconductance parameter	A/V ²	2.0×10 ⁻⁵	3.1×10 ⁻⁵
GAMMA	Bulk threshold parameter	V ^{1/2}	0	0.37
PHI	Surface potential	V	0.6	0.65
LAMBDA	Channel-length modulation (LEVEL 1 and 2 only)	1/V	0	0.02
RD	Drain ohmic resistance	Ω	0	1.0
RS	Source ohmic resistance	Ω	0	1.0
CBD	Zero-bias B-D junction capacitance	F	0	20 fF
CBS	Zero-bias B-S junction capacitance	F	0	20 fF
IS	Bulk junction saturation current	A	1.0×10 ⁻¹⁴	1.0×10 ⁻¹⁵
PB	Bulk junction potential	V	0.8	0.87
CGSO	Gate-source overlap capacitance per meter channel width	F/m	0	4.0×10 ⁻¹¹
CGDO	Gate-drain overlap capacitance per meter channel width	F/m	0	4.0×10 ⁻¹¹
CGBO	Gate-Bulk overlap capacitance per meter channel width	F/m	0	2.0×10 ⁻¹⁰

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Spice Name	Model Parameter	Units	Default	Example
RSH	Drain and source diffusion sheet resistance	$\Omega/\text{sq.}$	0	10.0
CJ	Zero-bias bulk junction bottom cap. Per sq-meter of junction area	F/m^2	0	2.0×10^{-4}
MJ	Bulk junction bottom grading coefficient.	-	0.5	0.5
CJSW	Zero-bias bulk junction sidewall cap. Per meter of junction perimeter	F/m	0	2.0×10^{-9}
MJSW	Bulk junction sidewall coefficient	-	0.33	
JS	Bulk junction saturation current per sq-meter of junction area	A/m^2	1.0×10^{-8}	
TOX	Oxide thickness	Meter	1.0×10^{-7}	1.0×10^{-7}
NSUB	Substrate doping	$1/\text{cm}^3$	0	4.0×10^{15}
NSS	Surface state density	$1/\text{cm}^2$	0	1.0×10^{10}
NFS	Face surface state density	$1/\text{cm}^2$	2.0×10^{-5}	1.0×10^{10}
TPG	Type of gate material: +1 op. To substrate -1 same as substrate 0 Al gate	-	1	
XJ	Metallurgical junction depth	Meter	0	$1.0 \mu\text{m}$
LD	Lateral diffusion	Meter	0	$0.8 \mu\text{m}$
UO	Surface mobility	$\text{Cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$	600	700
UCRIT	Critical field for mobility degradation (LEVEL 2 only)	V/cm	1.0×10^4	1.0×10^4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Spice Name	Model Parameter	Units	Default	Example
UEXP	Critical field exponent in mobility degradation (LEVEL 2 only)	-	0	0.1
UTRA	Transverse field coefficient (mobility) (deleted for LEVEL 2)	-	0	0.3
VMAX	Maximum drift velocity of carriers	m/s	0	5.0×10^4
NEFF	Total channel charge (fixed and mobile) Coefficient (LEVEL 2 only)	-	1	5.0
XQC	Thin-oxide capacitance model flag and coefficient of channel charge share attributed to drain (0-0.5)	-	1	0.4
AF	Flicker-noise exponent	-	1	1.2
FC	Coefficient for forward-bias depletion capacitance formula	-	0.5	
DELTA	Width effect on threshold voltage (LEVEL 2 and LEVEL 3)	-	0	1.0
THETA	Mobility modulation (LEVEL 3 only)	1/V	0	0.1
ETA	Static feedback (LEVEL 3 only)	-	0	1.0
KAPPA	Saturation field factor (LEVEL 3 only)	-	0.2	0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

โปรแกรมแมทแลป

```

%Plot Graph IGBT Characteristics
%load data3;
n=0;
m=0;
for i=VGE1:5:VGE2,
    n=n+1;
    VGE(n)=i;

    x1=((beta/2)*((VGE(n)-VTO)^2));
    x2=(AE*q*DnB*noB/XB)*exp(q*VBE/(k*T))*rCE;
    % x3=W/(q*mun*A*NB);
    for i=VCE1:0.1:VCE2,
        m=m+1;
        VCE(m)= i;
        VDS = VCE(m)-0.6;
        x4 = beta/2*(2*(VGE(n)-VTO)*VDS-(VDS^2));
        %x5 = beta*(VGE(n)-VTO-VDS);
        x6 = 1+(lambda*VDS);
        %x7 = rCE+(1/x5)+x3;
        %x8 = rCE+(1/(lambda*x1))+x3;

        if VCE(m) < VTO
            ICE(m)=0;
        elseif VCE(m) < VGE(n)-VTO
            %ICE(m) = ((x4/x5)-x2)/x7;
            ICE(m)=x2+x4;
        elseif VCE(m) >= VGE(n)-VTO

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%ICE(m) = ((x1*x6/(lambda*x1))-x2)/x8;
% ICE(m) = ((x1*x6)-x2)/x8;
ICE(m)=x2+(x1*x6);
end %end if
end %end for
figure(1);
plot(VCE,ICE);
hold on
end
hold off

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวสรัญญา ญาติเสมอ เกิดเมื่อวันที่ 31 กรกฎาคม พ.ศ. 2518 สำเร็จการศึกษา
วิทยาศาสตรบัณฑิต (ฟิสิกส์ประยุกต์) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารทางวิชาการขณะกำลังศึกษามีดังนี้

- 1.) การวิเคราะห์แบบจำลองทรานซิสเตอร์โครงสร้างแบบ IGBT เพื่อการออกแบบ
การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 37 วันที่ 3-5 กุมภาพันธ์
2542. หน้า 278-285.
- 2.) The Current Gain of Bipolar Transistor in the IGBT Measurement. IEEE TENCON 2000

