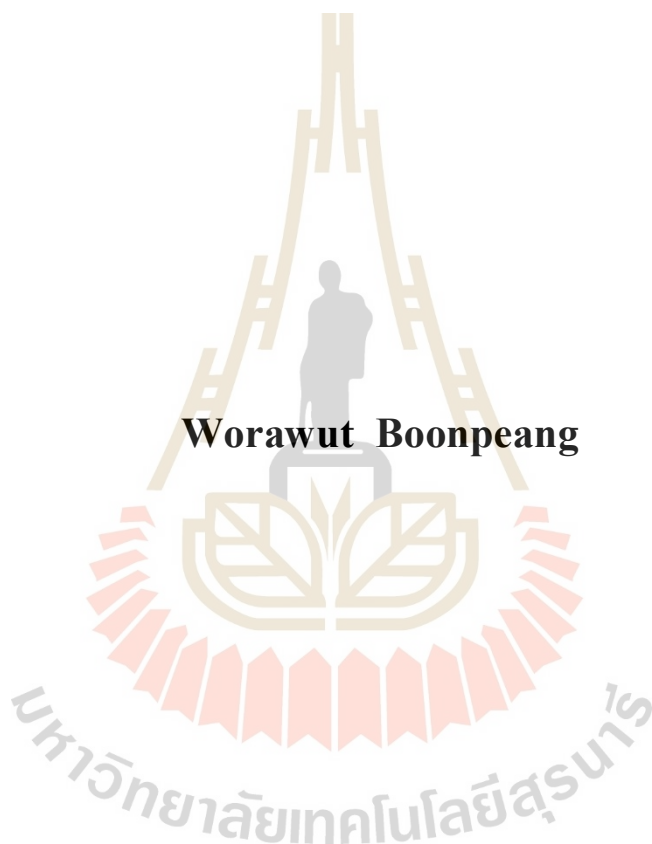


การออกแบบโมเดล IGBT ที่ปราศจากเงื่อนไขทางเวลาโดยใช้พฤติกรรมทาง
ไฟฟ้า



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโฟตอนิกส์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2562

**A NEW MODELING OF IGBT BASED ON ELECTRICAL
BEHAVIOR WITH INDEPENDENTLY OF TIME
CONDITION**



Worawut Boonpeang

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for
the Degree of Doctor of Philosophy in Electronics and Photonics**

Engineering Suranaree University of Technology

Academic Year 2019

การออกแบบโมเดล IGBT ที่ปราศจากเงื่อนไขทางเวลาโดยใช้พฤติกรรมทางไฟฟ้า

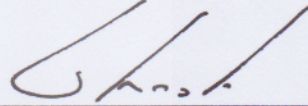
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



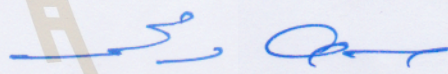
(ดร.อภิชาติ อินทรพานิชย์)

ประธานกรรมการ



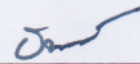
(รศ. ดร.ชาญชัย ทองโสภิต)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



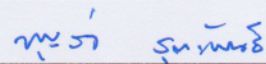
(รศ. ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล)

กรรมการ



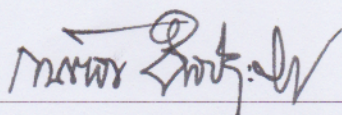
(ผศ. ดร.ชนเลกฐ์ ทศศิกรพัฒน์)

กรรมการ



(ผศ. ดร.บุญส่ง สุตะพันธ์)

กรรมการ



(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ดร.พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

รววฒิ บุญเป็ง : การออกแบบ โมเดล IGBT ที่ปราศจากเงื่อนไขทางเวลาโดยใช้พฤติกรรมทางไฟฟ้า (A NEW MODELING OF IGBT BASED ON ELECTRICAL BEHAVIOR WITH INDEPENDENTLY OF TIME CONDITION) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภณ, 112 หน้า.

ในปัจจุบันอุปกรณ์ Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) เป็นอุปกรณ์ที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากในทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งมีการประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลายในวงจรจำพวกสวิตชิง อย่างเช่น Flyback Inverter, Half-Bridge Inverter, Full-Bridge Inverter และวงจรอื่นอีกมากมายโดยส่วนใหญ่แล้วจะมีการใช้งานในระบบที่มีการทำงานที่กําลังสูง นั้นเป็นเพราะว่าตัวอุปกรณ์ IGBT มีข้อดีในเรื่องของความหนาแน่นของกําลังที่สูง (High Power Density) ต่อความถี่ที่ใช้งาน จากข้อดีของคุณสมบัติดังกล่าวทำให้เกิดการวิจัยและพัฒนาตัว โมเดลทางคณิตศาสตร์ของ IGBT สำหรับใช้ในการออกแบบและประเมินการทำงานของ IGBT ซึ่งจะมีประโยชน์ในเรื่องของการประเมินวงจรก่อนนำไปใช้งานจริง โดยในปัจจุบันประเภทของ โมเดลสามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบหลักคือ โมเดล IGBT เชิงฟิสิกส์ และโมเดล IGBT เชิงพฤติกรรม โดยปกติแล้วโมเดลเชิงฟิสิกส์จะมีความซับซ้อนและนำไปใช้งานได้ยากกว่าโมเดลเชิงพฤติกรรม แต่โมเดลเชิงพฤติกรรมที่สามารถนำไปใช้งานได้ง่ายที่มีอยู่ในปัจจุบันยังขาดคุณสมบัติในเรื่องของความยืดหยุ่นและความครอบคลุมการทำงานของ IGBT จากความสำคัญของปัญหาดังกล่าวทำให้ผู้วิจัยมีความสนใจที่จะศึกษาและพัฒนาโมเดล IGBT แบบใหม่ในเชิงพฤติกรรมทางไฟฟ้าที่มีความยืดหยุ่นและครอบคลุมการทำงานของ IGBT โดยเทคนิคที่ใช้จะประกอบด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลข Least Squares Regression และ Bilinear Interpolation สำหรับสร้างสมการที่ครอบคลุม DC Characteristics และใช้เทคนิคค่าความจุไฟฟ้าภายในแบบสองระดับสำหรับพฤติกรรมเปลี่ยนสถานะ โดยที่โมเดลที่ศึกษาและออกแบบจะไม่มีเงื่อนไขทางเวลาเพื่อที่จะทำให้การนำโมเดลไปใช้งานนั้นมีความยืดหยุ่น โดยจะทำการศึกษาวิเคราะห์เทียบกับการทำงานทางฮาร์ดแวร์ ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็นสามประเภทหลักคือ การนำโมเดลไปใช้งานกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน การนำโมเดลไปใช้งานร่วมกับวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำ และการนำโมเดลไปใช้งานร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อนักศึกษา รววฒิ บุญเป็ง
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา [ลายมือ]

WORAWUT BOONPEANG : A NEW MODELING OF IGBT BASED ON
ELECTRICAL BEHAVIOR WITH INDEPENDENTLY OF TIME
CONDITION. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. CHANCHAI
THONGSOPA, Ph.D., 112 PP.

IGBT/BEHAVIORAL MODELING/LEAST SQUARES REGRESSION/BILINEAR
INTERPOLATION

IGBT has received much attention over the last two decades. It was widely used in many areas of circuit application, such as, flyback inverter, half-bridge inverter, full-bridge inverter, etc. From the past until now, because it is primarily advantageous in terms of having high power density properties, then IGBT device has been increasingly used in various high power application. From those reasons, many researchers have developed mathematical models to evaluate electrical behavior in application circuit to reduce the failure or unexpected phenomena that may happen in hardware implementation. Currently, an IGBT model can be separate into two categories such as physical model and electrical behavioral model. Usually, physical model can be considered complicated when compared to electrical behavioral model. But some of simple electrical behavioral model still not flexible and cover the IGBT behavior. From that reasons, we interested in study and design a new electrical behavioral IGBT model. Which has the flexibility and embraces main IGBT behaviors. The model was constructed from the manufacturer specification sheet and experimental setup. By using least squares regression method to model an electrical characteristic in terms of collector-emitter current versus collector-emitter voltage at each point of gate-emitter voltage that freely depends on both collector-

emitter voltage and gate-emitter voltage. From both methods, a conductance function was proposed. Finally, an equivalent circuit for the model consisted of only fundamental component as well as the method for estimating each parameter will be presented.



School of Electronic Engineering

Academic Year 2019

Student's Signature W. Boonpeung

Advisor's Signature T. Chanotai

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่ รองศาสตราจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอดรวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชนเสถียร ทศศิกรพัฒน์ หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.บุญส่ง สุตะพันธ์ ดร.สำราญ สันทาลุนย์ อาจารย์ ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ทางวิชาการ และให้โอกาสในการศึกษา

ขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนาที่สนับสนุนเงินทุนสำหรับการตีพิมพ์บทความในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ และเจ้าหน้าที่ประจำศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกด้านเครื่องมืออุปกรณ์

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดู ให้ความรักความอบอุ่น และให้การสนับสนุนทางการศึกษาอย่างดียิ่งมาโดยตลอด อีกทั้งเป็นกำลังใจที่ยิ่งใหญ่ในยามที่ผู้วิจัยท้อแท้และทุกข์ใจ ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดามารดา รวมถึงญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบัน จนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

รวุฒิ บุญเป็ง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง	ช
สารบัญรูป	ซ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.4 ปริทัศน์วรรณกรรม	4
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับหลักการทำงานของ IGBT.....	13
2.1 สารกึ่งตัวนำ.....	13
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของรอยต่อพีเอ็น.....	20
2.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์	23
2.4 โครงสร้างและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า	24
2.5 โครงสร้างและหลักการทำงานของ IGBT.....	27
3 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องสำหรับการสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรม.....	32
3.1 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องสำหรับการสร้างโมเดล IGBT	32
3.1.1 Least Squares Regression by Polynomials	32
3.1.2 Bilinear Interpolation Method	35
3.1.3 Newton-Raphson Method.....	37
3.2 ระเบียบวิธี Preconditioned Conjugate Gradient	40

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3 การหาค่าวงจรสมมูลของโหลดในวงจรเหนี่ยวนำความร้อน	45
4 ระเบียบวิธีสำหรับการสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรม	48
4.1 การออกแบบและการหาค่าฟังก์ชันค่าความนำของ IGBT	49
4.2 การหาค่าความจุไฟฟ้าที่อยู่ภายใน IGBT	56
4.3 สรุปและอภิปรายผล	61
5 การทดลองและผลการทดลอง	66
5.1 การทดลองสำหรับทดสอบการใช้งาน โมเดลที่ออกแบบร่วมกับวงจรที่ ประกอบด้วยตัวต้านทาน	66
5.2 การทดลองโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ	79
5.3 การทดลองโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน	83
5.4 สรุปและอภิปรายผล	87
6 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	90
เอกสารอ้างอิง	91
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	92
ภาคผนวก ข รายละเอียดทางเทคนิคการคัดแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ	100
ประวัติผู้เขียน	112

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	สรุปข้อได้เปรียบและข้อเสียเปรียบของแต่ละโมเดล..... 11
4.1	ข้อมูลบางส่วนที่ได้จากกระบวนการเปรียบเทียบ..... 50
4.2	ข้อมูล SPICE บางส่วนของ IGBT เบอร์ FGL40N120ANDTU 64
5.1	ค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยทั้งหมดของการทดลองการใช้งานโมเดลร่วมกับ วงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน 79

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	โมเดลแบบผสม MOSFET และ BJT (Asparuhova & Grigorova, 2006)..... 4
1.2	โมเดลแบบผสม MOSFET และ BJT ของ (G. Li et al., 2017)..... 5
1.3	แผนภาพโมเดลของ (Hsu & Ngo, 1996) (ก) แผนภาพโมเดล Hammerstein (ข) แผนภาพย่อยของโมเดล (ค) แผนภาพหลักของโมเดล 7
1.4	โมเดลของ Monti 8
1.5	โมเดลของ Tichenor และคณะ 8
2.1	โครงสร้างอะตอมของซิลิคอน 14
2.2	ผลึกของซิลิคอนและการสร้างพันธะโควาเลนต์ 14
2.3	แผนภาพระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์ (ก) ที่สภาวะไม่ได้รับพลังงาน จากภายนอก (ข) ที่สภาวะได้รับพลังงานจากภายนอก 16
2.4	ลักษณะของสารกึ่งตัวนำชนิดอื่นจากการได้ปัสสาร โดยใช้ธาตุหมู่ 5 (พลวง) 17
2.5	ผลกระทบต่อโครงสร้างแถบพลังงานจากการได้ปัสสาร โดยใช้ธาตุหมู่ 5 17
2.6	ลักษณะของสารกึ่งตัวนำชนิดพีจากการได้ปัสสาร โดยใช้ธาตุหมู่ 3 (โบรอน)..... 18
2.7	แผนภาพแสดงรายละเอียดที่สำคัญ (ก) สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (ข) สารกึ่งตัวนำ ชนิดพี..... 19
2.8	โครงสร้างของรอยต่อพีเอ็น 20
2.9	รอยต่อพีเอ็นและการไบอัสตรง..... 21
2.10	รอยต่อพีเอ็นและการไบอัสกลับ..... 22
2.11	โครงสร้างและการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด pnp..... 24
2.12	โครงสร้างของ E-MOSFET ชนิด n-Channel..... 25
2.13	การทำงานของ E-MOSFET ชนิด n-Channel..... 26
2.14	โครงสร้างของ IGBT..... 28
2.15	การทำงานของ IGBT (ก) การไหลของกระแสไฟฟ้า (ข) การรวมกันของ BJT และ E-MOSFET (ค) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของ IGBT..... 29

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.16	30
3.1	35
3.2	39
3.3	42
3.4	43
3.5	44
4.1	49
4.2	51
4.3	54
4.4	56
4.5	57
5.1	67
5.2	69
5.3	70
5.4	72
5.5	72
5.6	73
5.7	73
5.8	75
5.9	75
5.10	76
5.11	76
5.12	80
5.13	80

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.14 ผลการคำนวณที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ.....	81
5.15 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ.....	82
5.16 แผนภาพไดอะแกรมของวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน.....	83
5.17 โหลดที่ใช้ในการทดลอง	84
5.18 ผลการคำนวณที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วย โหลดเหนี่ยวนำความร้อน	85
5.19 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วย โหลดเหนี่ยวนำความร้อน	86
5.20 ผลการเปรียบเทียบระหว่างโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอ กับ SPICE	88



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

IGBT เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ที่ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวางในช่วง 2 ทศวรรษที่ผ่านมา ซึ่งมีการนำ IGBT ไปประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย ตัวอย่างเช่น การประยุกต์ใช้งานในวงจร Flyback Inverter, วงจร Half-Bridge Inverter, วงจร Full-Bridge Inverter, และวงจรอื่นๆอีกมากมาย (Byoung-Kuk Lee, Jin-Woo Jung, Bum-Seok Suh, & Dong-Seok Hyun, 1997; Jung-Goo Cho, Ju-Won Baek, Chang-Yong Jeong, & Geun-Hie Rim, 1999; Kasa, Iida, & Liang Chen, 2005) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมีหลายการประยุกต์ที่เราสามารถเห็นได้รอบตัวเราอย่างเช่น หม้อต้มสุกี้ การหลอมเหล็กแบบเหนี่ยวนำ การให้ความร้อนเหล็กแบบเหนี่ยวนำ และแม่เตาในยานยนต์ก็มีการใช้งานเช่นกัน (Bayındır, Kükrer, & Yakup, 2003; Dede, Jordan, Esteve, Navarro, & Ferreres, 1996; Ishikawa, Suda, Sasaki, & Miyazaki, 2005; Koertzen, van Wyk, & Ferreira, 1995) จากในอดีตจนถึงปัจจุบันตัวอุปกรณ์ IGBT มีการเพิ่มจำนวนการใช้งานขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้วจะมีการใช้งานในระบบที่มีกระบวนการทำงานที่กำลังสูง นั่นเป็นเพราะว่าตัวอุปกรณ์ IGBT มีข้อดีในเรื่องของความหนาแน่นของกำลังที่สูง (High Power Density) ต่อความถี่ที่ใช้งาน จากข้อดีของคุณสมบัติดังกล่าวทำให้เกิดการวิจัยและพัฒนาตัวโมเดลทางคณิตศาสตร์ของ IGBT สำหรับใช้ในการออกแบบและการประยุกต์ขึ้นมา ซึ่งจะมีประโยชน์ในเรื่องของการประเมินวงจรที่ประกอบด้วย IGBT และการจำลองในเครื่องคอมพิวเตอร์ก่อนนำไปใช้งานจริง โดยผลจากการใช้การจำลองช่วยประเมินดังกล่าวจะส่งผลให้เกิดการลดความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้จากการนำไปใช้งานทางฮาร์ดแวร์ ซึ่งจากเหตุผลดังกล่าวยังทำให้เกิดการลดค่าใช้จ่ายลงไปด้วย

ในปัจจุบันโมเดล IGBT ในแบบเชิงวิเคราะห์ (Analytical Model) ได้มีการนำเสนออีกอย่างแพร่หลาย (Baliga, 1985; Feiler, Gerlach, & Wiese, 1995; Hefner, 1990, 1995; Iannuzzo & Busatto, 2004; Kuang Sheng, Finney, & Williams, 1999; Kvien, Undeland, & Rogne, 1993; Lauritzen, Andersen, & Helsper, 2001; J. M. Li, Lafore, Arnould, & Reymond, 1993; Shen & Chow, 1991; Yue, Liou, & Batarseh, 1996) ซึ่งโดยปกติแล้วโมเดลในลักษณะเชิงวิเคราะห์จะเป็นโมเดลที่ได้มาจากการวิเคราะห์คุณสมบัติในเชิงฟิสิกส์ของตัวอุปกรณ์ IGBT ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้วจะเริ่มทำการวิเคราะห์จากสมการพื้นฐานของตัวอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ซึ่งก็คือสมการที่ใช้แสดง

ความสัมพันธ์ของการเคลื่อนที่หรือการไหลของอิเล็กตรอนและโฮล นอกจากนี้แล้วยังมีวรรณกรรมในเรื่องของการสร้างโมเดล IGBT แบบผสมผสานหรือการประกอบกันโดยใช้อุปกรณ์พื้นฐานอย่างเช่น MOSFET และ BJT ซึ่งมีอยู่หลายงานวิจัย (Haddi, Maouad, Elmazria, Hoffmann, & Charles, 1998; Kim, Cho, Kim, & Choi, 1993; Oh & El Nokali, 2001; Ying-Yu Tzou & Lun-Jun Hsu, 1993) ซึ่งวิธีการดังกล่าวโดยส่วนใหญ่แล้วจะได้มาจากสมการพื้นฐานของตัวอุปกรณ์ MOSFET และของตัวอุปกรณ์ BJT ซึ่งมักจะรวมเข้าด้วยกันด้วยค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นหลายตัวด้วยกันอย่างเช่น คุณสมบัติการขยายกระแสของ BJT คุณสมบัติของแรงดันที่สถานะอิ่มตัว และค่าคุณสมบัติของแรงดันเริ่มต้นที่ตัวอุปกรณ์จะเริ่มทำงานของ MOSFET

นอกจากนี้แล้วยังมีงานวิจัยที่นำเสนอโมเดล IGBT ที่มีความสามารถในการประเมินทั้งการทำงานทางไฟฟ้าและผลกระทบทางอุณหภูมิ (Fatemizadeh & Silber, 1993; Hefner, 1994) ซึ่งตัวโมเดลดังกล่าวจะเกี่ยวข้องกับอุณหภูมิที่ตำแหน่งผิวของซิลิคอน อุณหภูมิที่ตำแหน่งขั้วต่อ อุณหภูมิที่ตัวถัง และอุณหภูมิบริเวณรอบๆ นอกจากนี้แล้วยังมีงานวิจัยที่นำโมเดลไปประยุกต์ใช้หรือนำไปใช้ในโปรแกรมจำลองการทำงานของวงจรอย่างเช่น โปรแกรม Saber แล้วพบว่าตัวโมเดลสามารถใช้งานได้และให้ผลตรงกับการทดลอง (Hefner & Diebolt, 1994)

และยังมีบางผลงานวิจัยที่นำเสนอโมเดล IGBT ในรูปแบบของ SPICE ที่ปัจจุบันส่วนใหญ่มีการใช้งานในโปรแกรมจำลอง (Chimento, Mora, Bellini, Stevanovic, & Tomarchio, 2011; Kraus, Turkes, & Sigg, 1998; Shen & Chow, 1993) ซึ่งโดยปกติแล้วจะต้องประกอบด้วยวงจรสมมูลที่เป็นมาตรฐานแบบ SPICE

จากที่ได้กล่าวไปในข้างต้นคือโมเดล IGBT ในแบบเชิงวิเคราะห์หรือในแบบเชิงฟิสิกส์ (เชิงกายภาพ) ได้มีการนำเสนอและมีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลาย แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากว่ากระบวนการที่ใช้ในการสร้างโมเดล IGBT ในแบบเชิงฟิสิกส์มีความจำเป็นต้องใช้ค่าคุณสมบัติเชิงฟิสิกส์ของตัวอุปกรณ์ ซึ่งจำเป็นต้องมีความเชี่ยวชาญเป็นพิเศษจึงจะสามารถสร้างโมเดลด้วยวิธีดังกล่าวได้ นั่นเป็นเพราะว่าค่าพารามิเตอร์ที่มีความจำเป็นต้องใช้นั้นมีเป็นจำนวนมากซึ่งในบางครั้งก็ยากต่อการหาแหล่งข้อมูลเพื่อที่จะได้ค่าเหล่านั้นมา อย่างเช่นแหล่งข้อมูลแผ่นข้อมูลจำเพาะในบางครั้งก็ไม่ได้มีให้ทุกค่าที่เราต้องการ นอกจากนี้แล้วโมเดลเชิงฟิสิกส์ยังยากต่อการนำไปใช้งานในการจำลองต่างๆ จากสาเหตุดังกล่าวทำให้วิธีการสร้างโมเดล IGBT ในแบบเชิงฟิสิกส์เป็นวิธีการที่มีทั้งความยุ่งยากและความซับซ้อน ซึ่งยากแก่การนำไปใช้งานในสถานการณ์จริง ในขณะที่เดียวกันก็มีวิธีในการสร้างโมเดล IGBT ในอีกแนวทางหนึ่ง ซึ่งก็คือการสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรม จากการทบทวนวรรณกรรมพบว่ามีการนำเสนอโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรมยังคงมีไม่มากเมื่อเทียบกับโมเดล IGBT ในเชิงฟิสิกส์ (Asparuhova & Grigorova, 2006;

Hsu & Ngo, 1996; G. Li et al., 2017; Monti, 1996; Tichenor, Sudhoff, & Drewniak, 2000) แต่ก็เห็นได้ว่าโมเดลในเชิงพฤติกรรมนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ง่ายกว่าโมเดลในเชิงฟิสิกส์ ซึ่งผู้วิจัยพบว่าโมเดลที่นำเสนอโดย (Tichenor et al., 2000) มีความเรียบง่ายที่สุดเมื่อเทียบกับโมเดลในเชิงพฤติกรรมตัวอื่นๆ แต่อย่างไรก็ตามตัวโมเดลยังคงมีข้อเสียบางประการ คือโมเดลคิดเงื่อนไขทางเวลาทำให้ขาดความยืดหยุ่นในการนำไปใช้งานกับโครงสร้างวงจรที่แตกต่างออกไป ซึ่งจะส่งผลให้ไม่สามารถประเมินช่วงเวลาการเปลี่ยนสถานะของ IGBT ได้ และนอกจากนี้แล้วโมเดลไม่ได้เป็นฟังก์ชันของสัญญาณที่เกต (Gate) ของ IGBT จะทำให้ไม่สามารถจำลองวงจรที่ต้องการป้อนอินพุตที่เกตได้ จึงทำให้ผู้วิจัยมีความสนใจที่จะศึกษาและออกแบบวิธีการสร้าง โมเดลในแบบเชิงพฤติกรรมซึ่งเป็นอีกทางเลือกหนึ่งในการสร้าง โมเดล IGBT ที่สามารถนำไปใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการสร้าง โมเดล IGBT ในแบบเชิงพฤติกรรมทางไฟฟ้าที่มีความยุ่งยากและซับซ้อนน้อยกว่าเมื่อเทียบกับวิธีการสร้าง โมเดล IGBT เชิงฟิสิกส์ โดยจะนำเสนอโมเดลที่มีความครอบคลุมในเรื่องของสัญญาณที่เกต และมีความยืดหยุ่นไม่ติดเงื่อนไขทางเวลา

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษารูปแบบและวิธีการสร้าง โมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรมทางไฟฟ้าที่ปราศจากเงื่อนไขทางเวลา
2. เพื่อออกแบบและสร้าง โมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรมทางไฟฟ้าที่ปราศจากเงื่อนไขทางเวลา

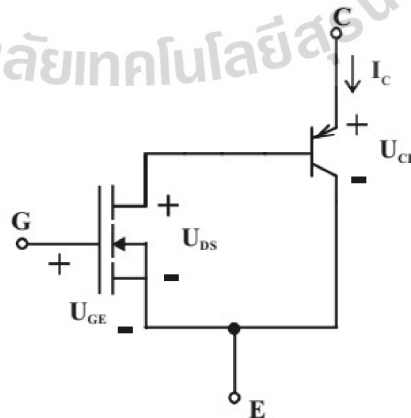
1.3 ขอบเขตของการวิจัย

ศึกษาและออกแบบวิธีการสร้าง โมเดล IGBT โดยใช้พฤติกรรมทางไฟฟ้า โดยการหาวิธีการที่เหมาะสมในรูปแบบของระเบียบวิธีเชิงตัวเลข ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์ในขั้นตอนการสร้าง โมเดล จากนั้นจึงทำการหารูปแบบทางแผนภาพของวงจรสมมูลที่เหมาะสมที่จะใช้ในการสร้าง โมเดล IGBT จากนั้นจึงทำการวิเคราะห์หาวิธีการที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ในวงจรสมมูลดังกล่าว จากนั้นหาวิธีการแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ หลังจากที่ได้วิธีการวิเคราะห์และวิธีการแยกค่าสำหรับหาค่าในวงจรสมมูลได้แล้วก็ทำการป้อนค่าให้กับโมเดลและนำโมเดลไปทดสอบ ทำการทดสอบว่าโมเดลสามารถใช้งานได้จริงหรือไม่ โดยทำการทดสอบใช้งาน โมเดลกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน ทำการคำนวณผลการจำลองที่ได้จากโมเดลเทียบกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ของวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน ต่อด้วยทำการทดสอบ โมเดลร่วมกับวงจรที่

ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ทำการคำนวณผลการจำลองที่ได้จากโมเดลเทียบกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ และต่อด้วยการทดสอบ โมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน ทำการคำนวณผลการจำลองที่ได้จากโมเดลเทียบกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน จากนั้นก็ทำการสรุปและอภิปรายผลที่ได้

1.4 ปรีทัศน์วรรณกรรม

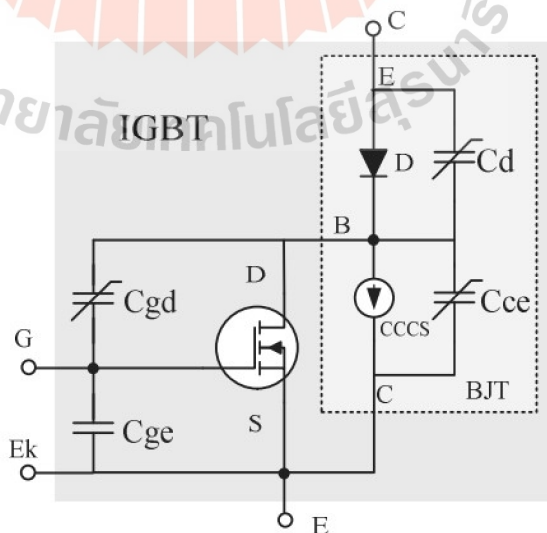
จากการสำรวจวรรณกรรมในเรื่องของวิธีการสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรมทางไฟฟ้าพบว่ามีหลายวิธีด้วยกัน โดยจากผลงานวิจัยของ (Asparuhova & Grigorova, 2006) ได้นำเสนอการสร้างโมเดล IGBT ในแบบเชิงพฤติกรรมโดยการนำเสนอโครงสร้างที่ประกอบด้วย BJT และ MOSFET ดังแผนภาพไดอะแกรมในรูปที่ 1.1 จากรูปก็จะประกอบด้วยขั้วต่อภายนอกสามขั้วคือ Collector, Gate, และ Emitter ซึ่งก็สอดคล้องกับตัวอุปกรณ์จริงที่ใช้ในทางปฏิบัติ โดยวิธีการดังกล่าวมีสมการหลักสำหรับค่ากระแส Collector ดังสมการที่ (1.1) จากสมการดังกล่าวมีพารามิเตอร์ดังนี้ V_{GE} คือแรงดันตกคร่อม Gate-Emitter, V_{CE} คือแรงดันตกคร่อม Collector-Emitter, V_{th} คือแรงดัน Threshold ที่ Gate-Emitter, V_D คือแรงดันตกคร่อมที่ Emitter-Base ของ BJT, $k = (1 + \beta)k_p$ คือค่าที่รวมเข้าด้วยอัตราขยายกระแสของ BJT กับค่าคงที่ Process Transconductance ของ MOSFET, f_1 คือฟังก์ชันสำหรับแก้ไขค่าแรงดันอิมิต์ตัวของ MOSFET ให้สอดคล้องกับแรงดันอิมิต์ตัวของ IGBT, และ f_2 คือฟังก์ชันสำหรับปรับค่ากระแส Collector ให้สอดคล้องกับความเป็นจริง โดยจากผลการเปรียบเทียบระหว่างการทดลองและผลที่ได้จากโมเดลของงานวิจัยดังกล่าวพบว่าโมเดลสามารถใช้งานได้และให้ผลสอดคล้องกับการทดลอง



รูปที่ 1.1 โมเดลแบบผสม MOSFET และ BJT (Asparuhova & Grigorova, 2006)

$$I_C = \begin{cases} 0, & \text{if } V_{GE} \leq V_{th} \text{ or } V_{CE} < V_D \\ k \cdot f_2 \left[\frac{(V_{GE} - V_{th})(f_1 V_{CE} - V_D) - (f_1 V_{CE} - V_D)^2}{2} \right] & \text{if } V_{CE} < V_{GE} + V_D - V_{th} \\ k \cdot f_2 \frac{(V_{GE} - V_{th})^2}{2}, & \text{if } V_{CE} > V_{GE} + V_D - V_{th} \end{cases} \quad (1.1)$$

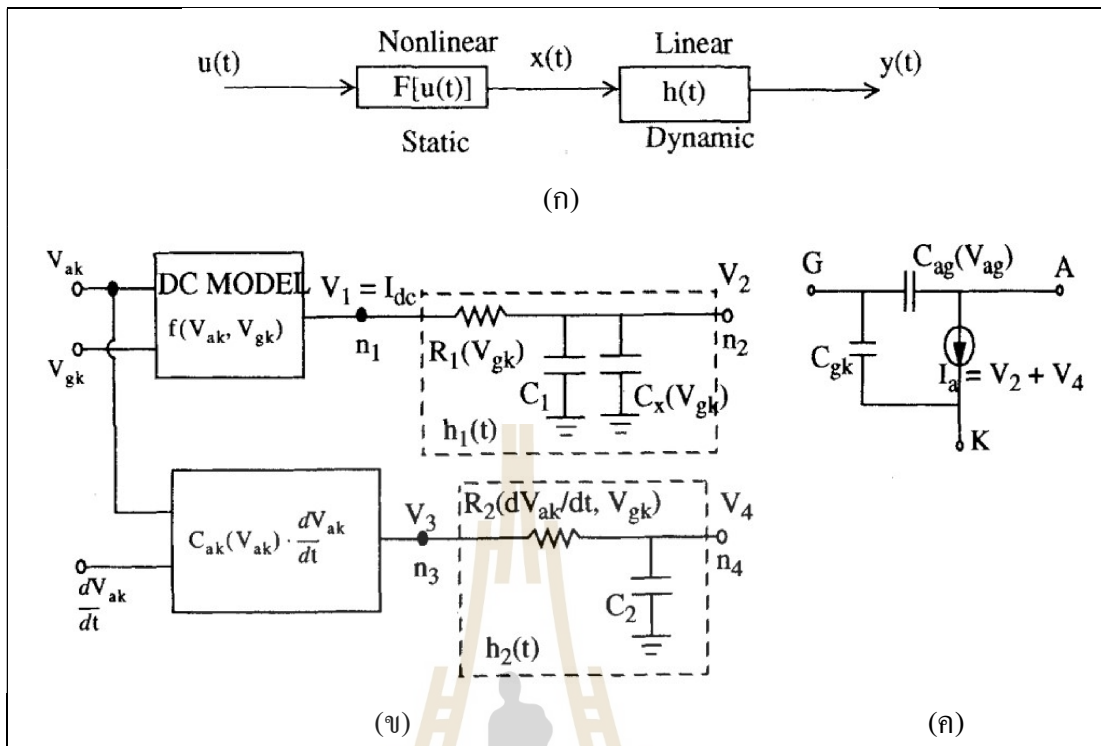
จากผลงานวิจัยของ (G. Li et al., 2017) ได้นำเสนอการสร้างโมเดล IGBT ในแบบเชิงพฤติกรรม โดยโมเดลที่นำเสนอยังคงอยู่บนโครงสร้างที่ประกอบด้วย BJT และ MOSFET ดังแผนภาพไดอะแกรมในรูปที่ 1.2 จากรูปประกอบด้วยขั้วต่อภายนอกสามขั้วคือ Collector, Gate, และ Emitter ดังเช่นโมเดลของผลงานวิจัยก่อนหน้านี้ที่ได้กล่าวไป โดยวิธีการดังกล่าวมีสมการหลักสำหรับค่ากระแส Collector ดังสมการที่ (1.2) จากสมการดังกล่าวมีพารามิเตอร์ดังนี้ V_{GE} คือแรงดันตกคร่อม Gate-Emitter, V_{th} คือแรงดัน Threshold ที่ Gate-Emitter, V_{DS} คือแรงดันตกคร่อมที่ Drain-Source ของ MOSFET, k คือค่าคงที่ Process Transconductance ของ MOSFET, α คือค่าอัตราขยายกระแสของ BJT, λ คือค่า Channel Length Modulation ของ MOSFET เช่นเดียวกับผลงานวิจัยก่อนหน้านี้ที่ได้กล่าวไปในเรื่องของผลการเปรียบเทียบระหว่างการทดลองและผลที่ได้จากโมเดลของงานวิจัยนี้พบว่าโมเดลสามารถใช้งานได้และให้ผลสอดคล้องกับการทดลอง



รูปที่ 1.2 โมเดลแบบผสม MOSFET และ BJT ของ (G. Li et al., 2017)

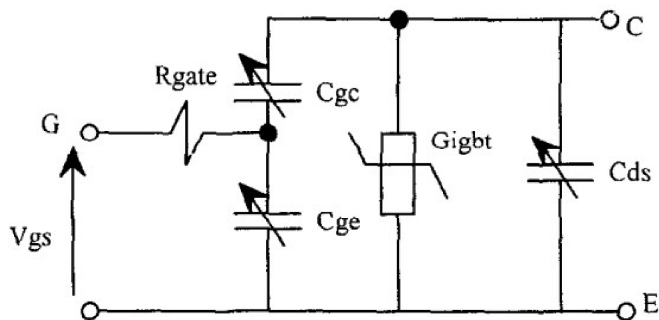
$$I_C = \begin{cases} \frac{k}{1-\alpha} \left[(V_{GE} - V_{th}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] (1 + \lambda V_{DS}), & (0 \leq V_{DS} \leq V_{GE} - V_{th}) \\ \frac{k}{2(1-\alpha)} (V_{GE} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS}), & (V_{GE} - V_{th} \leq V_{DS}) \end{cases} \quad (1.2)$$

จากผลงานวิจัยของ (Hsu & Ngo, 1996) ได้นำเสนอการสร้างโมเดล IGBT ในแบบเชิงพฤติกรรมซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.3 (ก) ถึง (ค) จากรูปที่ 1.3 (ก) เป็นแผนภาพโมเดล Hammerstein ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่ไม่เป็นเชิงเส้นแต่ Static และส่วนที่เป็นเชิงเส้นแต่ Dynamic ซึ่งเป็นรากฐานของโมเดลที่ Hsu และคณะ นำเสนอ โดยทั้งสองส่วนสามารถเขียนให้อยู่ในรูปแผนภาพไดอะแกรมของวงจรถัดรูปที่ 1.3 (ข) จากรูปจะเห็นได้ว่าครึ่งบนของไดอะแกรมคือส่วนที่เป็น Static หรือ DC และครึ่งล่างคือส่วนที่เป็น Dynamic หรือส่วนที่เกิดขึ้นตอนที่ IGBT ทำการเปลี่ยนสถานะ โดยจากเอาต์พุตของไดอะแกรมทั้งส่วนบนและล่างจะรวมเข้าด้วยกันเป็นค่าของกระแสแอนโหนดซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 1.3 (ค) ซึ่งเป็นแผนภาพไดอะแกรมหลักของโมเดล โดยจากแผนภาพไดอะแกรมหลักมีขั้วต่อภายนอกดังนี้ Gate, Anode, และ Cathode ซึ่งทั้งสามตัวนั้นจะสัมพันธ์กับขั้วต่อของ IGBT ในทางปฏิบัติดังนี้ Gate, Collector, และ Emitter ลำดับ โดยในแผนภาพมีพารามิเตอร์ดังนี้ C_{ag} คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงตกร่อม Anode-Gate, C_{gk} คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงตกร่อม Gate-Cathode, และ I_a คือค่ากระแส Anode ซึ่งเป็นผลรวมของ $V_2 + V_4$ นอกจากนี้ในแผนภาพไดอะแกรมย่อยประกอบด้วยพารามิเตอร์ดังนี้ V_{ak} คือแรงดันตกร่อม Anode-Cathode (ซึ่งทำหน้าที่เป็นอินพุตของไดอะแกรม), V_{gk} คือแรงดันตกร่อม Gate-Cathode (อินพุต), $f(V_{ak}, V_{gk})$ คือฟังก์ชันของค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้า DC, $h_1(t)$ ที่ประกอบด้วย R_1 , C_1 , และ C_x คือชุดของวงจรมุมที่แทนค่าในเรื่องของกระแส Anode แบบ Dynamic เมื่อการเปลี่ยนแปลงของ V_{ak} เป็นศูนย์, C_{ak} คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงตกร่อม Anode-Cathode, และ $h_2(t)$ ที่ประกอบด้วย R_2 และ C_2 คือชุดของวงจรมุมที่แทนค่าในเรื่องของการเปลี่ยนสถานะชั่วขณะของ IGBT โดยที่ตัวโมเดลนี้ก็ได้มีการยืนยันแล้วว่าสามารถใช้งานได้จริง โดยเจ้าของผลงานวิจัยได้มีการทดลองเปรียบเทียบผลที่ได้จากโมเดลเทียบกับผลที่ได้จากวงจรทางฮาร์ดแวร์พบว่าให้ผลออกมาสอดคล้องกัน



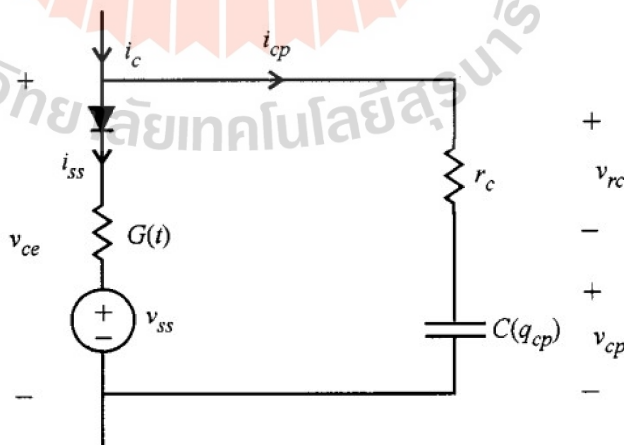
รูปที่ 1.3 แผนภาพโมเดลของ (Hsu & Ngo, 1996) (ก) แผนภาพโมเดล Hammerstein (ข) แผนภาพย่อยของโมเดล (ค) แผนภาพหลักของโมเดล

จากผลงานวิจัยของ (Monti, 1996) ได้นำเสนอการสร้างโมเดล IGBT ในแบบเชิงพหุคูณ โดยมอง IGBT เป็น Black-Box ซึ่งมีแผนภาพไดอะแกรมของโมเดลดังรูปที่ 1.4 จากรูปโมเดลดังกล่าวประกอบด้วยขั้วต่อภายนอกสามขั้วดังนี้ Collector, Gate, และ Emitter ซึ่งอยู่ในรูปแบบเดียวกันกับอุปกรณ์ที่ใช้งานในทางปฏิบัติ โดยไดอะแกรมของโมเดลประกอบด้วยพารามิเตอร์ดังนี้ C_{gc} คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงตกร่อม Gate-Collector, C_{ge} คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงตกร่อม Gate-Emitter, C_{ds} คือค่าความจุไฟฟ้าแฝงตกร่อม Collector-Emitter, และ G_{igbt} คือค่าความนำไฟฟ้าที่เกิดจากการทำงานของ IGBT โดยที่เจ้าของผลงานวิจัยนั้นได้นำเสนอวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดในโมเดลโดยใช้อัลกอริทึม Neuro-Fuzzy นอกจากนี้แล้วในส่วนของการทดลองเปรียบเทียบการทำงานของโมเดลเทียบกับฮาร์ดแวร์ของงานวิจัยนี้พบว่าผลที่ได้นั้นมีความสอดคล้องกัน



รูปที่ 1.4 โมเดลของ Monti

จากผลงานวิจัยของ (Tichenor et al., 2000) ได้นำเสนอการสร้างโมเดล IGBT ในแบบเชิงพฤติกรรมที่มีแผนภาพไดอะแกรมดังรูปที่ 1.5 จากรูปโมเดลดังกล่าวประกอบด้วยขั้วต่อภายนอกเพียงสองขั้วคือ ขั้วที่อยู่ด้านบน Collector, และขั้วที่อยู่ด้านล่าง Emitter ซึ่งเป็นจุดที่แตกต่างอย่างชัดเจนเมื่อเทียบกับโมเดลที่ได้กล่าวไปก่อนหน้านี้ซึ่งปกติจะต้องมีสามขั้ว นอกจากนี้แล้วโมเดลประกอบด้วยพารามิเตอร์ดังนี้ r_c คือค่าความต้านทานแฝงที่ถูกสร้างขึ้นมากลุ่มกับ $C(q_{cp})$ เพื่อจำลองการเปลี่ยนสถานะของ IGBT, V_{ss} คือค่าแรงดันอิมิต์วของ IGBT, และ $G(t)$ คือฟังก์ชันค่าความนำของ IGBT โดยที่ค่าพารามิเตอร์ทุกตัวสามารถหาค่าได้โดยชุดวงจรสำหรับคัดแยกค่าที่เจ้าของผลงานวิจัยเป็นคนนำเสนอเอง ซึ่งโมเดลดังกล่าวได้มีการทดสอบเทียบกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์แล้วพบว่าสามารถใช้งานได้โดยมีผลสอดคล้องกัน



รูปที่ 1.5 โมเดลของ Tichenor และคณะ

จากโมเดล IGBT ในแบบเชิงพหุคูณทั้งหมดที่ได้กล่าวไปในข้างต้น จะเห็นได้ว่าทุกโมเดลสามารถนำไปใช้งานได้จริงและให้ผลการจำลองที่สอดคล้องกับความเป็นจริง แต่อย่างไรก็ตามในแง่ของการนำไปใช้งานแต่ละโมเดลก็ยังคงมีข้อได้เปรียบและข้อเสียเปรียบแตกต่างกันไป ดังนี้ จากผลงานวิจัยของ Asparuhova และ Grigorova มีข้อได้เปรียบในเรื่องของโครงสร้างของแผนภาพไดอะแกรมที่ประกอบด้วย BJT และ MOSFET ซึ่งมีองค์ประกอบไม่มากในทางโครงสร้างเมื่อนำไปต่อเป็นวงจรส่งผลให้กระบวนการวิเคราะห์วงจรทำได้ง่าย แต่อย่างไรก็ตามตัวโมเดลเองก็ยังมีข้อเสียเปรียบในเรื่องของการหาค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวในโมเดล ตัวอย่างเช่นค่า V_D , β , และ k_p เป็นค่าพารามิเตอร์ที่ปกติแล้วจะไม่มีอยู่ในแผ่นข้อมูลจำเพาะของ IGBT และไม่สามารถทำการวัดค่าได้จากข้อต่อภายนอกที่ IGBT มีให้ ซึ่งหมายความว่าเมื่อต้องการใช้งานอาจจะจำเป็นต้องทำการขอข้อมูลกับทางผู้ผลิตซึ่งในบางครั้งก็ไม่สามารถทำได้ง่ายนัก แต่ในขณะเดียวกันในเรื่องของค่าพารามิเตอร์นี้ก็ยังมีความดีในแง่ที่ว่า ถ้าหากว่าอุปกรณ์ IGBT เบอร์ที่ต้องการใช้งานมีข้อมูลทุกอย่างให้ได้อย่างเปรียบเทียบพร้อมก็จะส่งผลให้การสร้างโมเดล IGBT นั้นทำได้ง่ายและรวดเร็ว จากผลงานวิจัยของ Li และคณะ จะมีข้อได้เปรียบในเรื่องของโครงสร้างของแผนภาพไดอะแกรมเช่นเดียวกับผลงานวิจัยก่อนหน้านี้ ซึ่งมีโครงสร้างที่ประกอบด้วย BJT และ MOSFET เหมือนกัน ซึ่งส่งผลให้การนำไปใช้งานและกระบวนการวิเคราะห์วงจรทำได้ง่าย และเช่นเดียวกันตัวโมเดลเองก็ยังมีข้อเสียเปรียบในเรื่องของการหาค่าพารามิเตอร์ในโมเดล ตัวอย่างเช่นค่า V_{DS} , k , α , และ λ ซึ่งปกติแล้วจะไม่มีอยู่ในแผ่นข้อมูลจำเพาะของ IGBT ส่งผลให้ขั้นตอนที่จะนำค่าเหล่านี้มาทำการสร้างโมเดลนั้นทำได้ยากขึ้น แต่ถ้าหากว่าอุปกรณ์ IGBT เบอร์ที่ต้องการใช้งานมีข้อมูลทุกอย่างให้ครบอยู่ก่อนแล้วก็จะส่งผลให้การสร้างโมเดล IGBT นั้นทำได้ง่ายและรวดเร็ว จากผลงานวิจัยของ Hsu และ Ngo มีข้อได้เปรียบในเรื่องของการหาค่าพารามิเตอร์ภายในโมเดล ซึ่งค่าพารามิเตอร์ทุกค่าภายในโมเดลสามารถหาได้จากวิธีการที่เจ้าของผลงานวิจัยได้นำเสนอ ซึ่งจะอยู่ในลักษณะของการทดลองที่สามารถวัดค่าได้โดยใช้เครื่องมือพื้นฐานที่มีอยู่ในห้องปฏิบัติการทั่วไป ส่วนข้อเสียเปรียบของโมเดลนี้อยู่ตรงที่โครงสร้างทางแผนภาพไดอะแกรมที่ทางเจ้าของผลงานวิจัยได้นำเสนอ ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความซับซ้อนกว่าของผลงานวิจัยทั้งสองที่ได้กล่าวไปก่อนหน้านี้ โดยจากโครงสร้างที่ซับซ้อนนี้จะส่งผลให้ขั้นตอนในการนำไปใช้งานกับวงจรและการวิเคราะห์นั้นทำได้ยากกว่าสองผลงานก่อนหน้านี้ จากผลงานวิจัยของ Monti มีข้อได้เปรียบตรงที่แผนภาพไดอะแกรมตัวโครงสร้างของโมเดลประกอบไปด้วยพารามิเตอร์เพียง 5 ตัว ซึ่งทุกตัวอยู่ในรูป Passive คือ G, R, และ C ซึ่งจะส่งผลให้การนำไปใช้งานกับวงจรมันสามารถทำการวิเคราะห์ได้ง่ายกว่าโมเดลอื่นๆที่ได้กล่าวไปก่อนหน้านี้ทั้งหมด แต่อย่างไรก็ตามตัวโมเดลเองก็ยังมีข้อเสียเปรียบในเรื่องของวิธีการที่ใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ เนื่องจากว่าทางเจ้าของผลงานวิจัยไม่ได้นำเสนอชุดวงจรหรือวิธีการ

ทางฮาร์ดแวร์สำหรับใช้หาค่าพารามิเตอร์ภายในไดโอดแกรม ซึ่งจะทำให้เกิดปัญหาไม่สามารถขึ้นโมเดลได้ถ้าตัวอุปกรณ์ที่นำมาขึ้นโมเดลไม่มีข้อมูลที่เพียงพอที่จะหาค่าพารามิเตอร์ภายในทั้งหมด แต่ในทางตรงกันข้ามถ้าหากว่าอุปกรณ์ที่นำมาขึ้นโมเดลมีข้อมูลเพียงพอสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ภายในโมเดล ตรงนี้ก็กลายเป็นข้อได้เปรียบเพราะว่าเจ้าของผลงานวิจัยได้เสนอให้ใช้วิธีการ Neuro-Fuzzy ในการหาค่าพารามิเตอร์ภายในทั้งหมดจากแผ่นข้อมูลจำเพาะของอุปกรณ์ซึ่งจะทำให้ขั้นตอนการสร้างโมเดลนั้นเป็นไปได้ง่ายและรวดเร็ว แต่อย่างไรก็ตามจุดนี้ก็ยังมีข้อเสียเนื่องจากที่ว่าหาค่าพารามิเตอร์ภายในนั้นจะต้องใช้หลักการ Neuro-Fuzzy ซึ่งส่งผลให้ผู้ที่นำโมเดลนี้ไปใช้งานจำเป็นต้องมีความรู้ความเชี่ยวชาญในเรื่องของ Neuro-Fuzzy ด้วยจึงจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆในโมเดลได้จากผลงานวิจัยของ Tichenor และคณะ มีข้อได้เปรียบในเรื่องของไดโอดแกรมโครงสร้างของโมเดลซึ่งเมื่อเทียบกับโมเดลอื่นๆก่อนหน้านี้ทั้งหมดจะเห็นได้ว่าโมเดลนี้มีโครงสร้างที่ง่ายที่สุดมีอุปกรณ์น้อยที่สุด ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ Passive ทั้งหมด 3 ตัวคือ G, R และ C ซึ่งจะส่งผลให้การนำโมเดลนี้ไปใช้งานนั้นสามารถทำการวิเคราะห์วงจรได้ง่ายที่สุดเมื่อเทียบกับโมเดลอื่นๆก่อนหน้านี้ นอกจากนี้แล้วเจ้าของผลงานวิจัยยังได้นำเสนอชุดวงจรหรือฮาร์ดแวร์สำหรับวัดค่าเพื่อที่จะนำมาหาค่าพารามิเตอร์ภายในไดโอดแกรมตามวิธีการต่างๆที่เจ้าของผลงานวิจัยได้นำเสนอซึ่งครอบคลุมการหาค่าพารามิเตอร์ทุกตัวภายในไดโอดแกรม ตรงนี้จะเป็นข้อได้เปรียบตรงที่ว่า ไม่ว่าตัวอุปกรณ์ที่นำมาใช้งานจะมีข้อมูลให้หรือไม่ก็ตาม ด้วยวิธีการที่ทางเจ้าของผลงานวิจัยได้นำเสนอจะยังคงสามารถทำการสร้างโมเดลกับอุปกรณ์ดังกล่าวได้เพราะสามารถวัดค่าได้จากวิธีการที่ให้มา แต่อย่างไรก็ตามโมเดลนี้ก็ยังมีข้อเสียเปรียบตรงที่ว่า ตัวฟังก์ชันค่าความนำของโมเดลไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันตกคร่อม Gate-Emitter ซึ่งจะส่งผลให้ไม่สามารถนำโมเดลนี้ไปวิเคราะห์ร่วมกับระบบที่ต้องการป้อนสัญญาณ Gate ได้ นอกจากนี้แล้วตัวฟังก์ชันค่าความนำเป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งจะส่งผลทำให้ตัวโมเดลไม่สามารถคำนวณช่วงเวลาของการเปลี่ยนสถานะของ IGBT ในรูปลักษณะของวงจรที่แตกต่างออกไปได้ ซึ่งทำให้การนำโมเดลนี้ไปใช้งานนั้นไม่มีความยืดหยุ่นในเรื่องของโครงสร้างวงจรที่ต่อร่วมด้วย แต่อย่างไรก็ตามโมเดลของ Tichenor ก็เพียงพอต่อการนำไปใช้งานในเรื่องของการทำนายผลกระทบทางความถี่สูงในเรื่องของการขับมอเตอร์ โดยจากข้อได้เปรียบและข้อเสียเปรียบที่ได้กล่าวไปทั้งหมดสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 สรุปข้อได้เปรียบและข้อเสียเปรียบของแต่ละโมเดล

ผู้แต่ง (และ คณะ)	ไดอะแกรม (นำไปใช้ได้ ง่าย, กลาง, ยาก)	ชุดฮาร์ดแวร์ สำหรับหา ค่าพารามิเตอร์	วิธีการ สำหรับ หาค่า พารามิ- เตอร์ (ง่าย, กลาง, ยาก)	ความ จำเป็นของ ข้อมูล คุณสมบัติ (ความ จำเป็นต้อง รู้ข้อมูลการ ผลิตอยู่ใน ระดับที่ มาก, กลาง, น้อย)	เป็น ฟังก์ชัน ของ สัญญาณ Gate	เป็น ฟังก์ชัน ของเวลา
Asparuhova	กลาง	ไม่มี	กลาง	มาก	เป็น	ไม่เป็น
Gengyao	กลาง	มี (บางส่วน)	กลาง	มาก	เป็น	ไม่เป็น
J.-T.	ยาก	มี	กลาง	น้อย	เป็น	ไม่เป็น
Monti	ง่าย	ไม่มี	ยาก	กลาง	เป็น	ไม่เป็น
Tichenor	ง่ายที่สุด	มี	ง่าย	น้อย	ไม่เป็น	เป็น

จากที่ได้กล่าวไปทั้งหมดจะเห็นได้ว่าแต่ละโมเดลนั้นก็มียอดดีและข้อเสียแตกต่างกันไป แต่ที่น่าสนใจที่สุดคือโมเดลของ Tichenor และคณะ ที่ตัวไดอะแกรมมีความเรียบง่ายและสามารถนำไปใช้งานได้ง่ายที่สุดเมื่อเทียบกับโมเดลอื่นๆ นอกจากนี้แล้วความจำเป็นที่จะต้องมียอดคุณสมบัติมีความจำเป็นที่น้อย เนื่องจากมีชุดฮาร์ดแวร์และวิธีการสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ไว้อย่างครบถ้วน แต่อย่างไรก็ตามตัวโมเดลยังขาดคุณสมบัติในเรื่องความยืดหยุ่นเนื่องจากตัวโมเดลนั้นเป็นฟังก์ชันของเวลา นอกจากนี้แล้วตัวโมเดลนั้นไม่เป็นฟังก์ชันของสัญญาณที่ Gate ส่งผลให้ไม่สามารถใช้งานกับวงจรที่ต้องการวิเคราะห์สัญญาณใดที่ Gate ได้ โดยจากความสำคัญของปัญหาดังกล่าวทำให้ผู้วิจัยมีความสนใจที่จะศึกษาและพัฒนาโมเดล IGBT แบบใหม่ในเชิงพฤติกรรมทางไฟฟ้า โดยยึดหลักแนวคิดในเรื่องของความเรียบง่ายในส่วนของไดอะแกรม แต่ในขณะเดียวกันก็ให้มีความยืดหยุ่น โดยการหลีกเลี่ยงไม่ให้โมเดลเป็นฟังก์ชันของเวลา และเสนอโมเดลที่ครอบคลุมการทำงานของ IGBT ที่รองรับการป้อนสัญญาณที่ Gate และมีชุดฮาร์ดแวร์และวิธีการสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ภายในทั้งหมดเพื่อลดความจำเป็นในการใช้ข้อมูลคุณสมบัติ โดยเทคนิคที่ใช้จะ

ประกอบด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลข Least Squares Regression และ Bilinear Interpolation สำหรับสร้างสมการที่ครอบคลุม DC Characteristics และใช้เทคนิคค่าความจุไฟฟ้าภายในแบบสองระดับสำหรับพฤติกรรมเปลี่ยนสถานะ โดยจะทำการศึกษาวิเคราะห์เทียบกับการทำงานทางฮาร์ดแวร์ซึ่งสามารถแบ่งออกได้เป็นสามประเภทหลักคือ การนำโมเดลไปใช้งานกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน การนำโมเดลไปใช้งานร่วมกับวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำ และการนำโมเดลไปใช้งานร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยโพลดีเหนี่ยวนำความร้อน



บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับหลักการทำงานของ IGBT

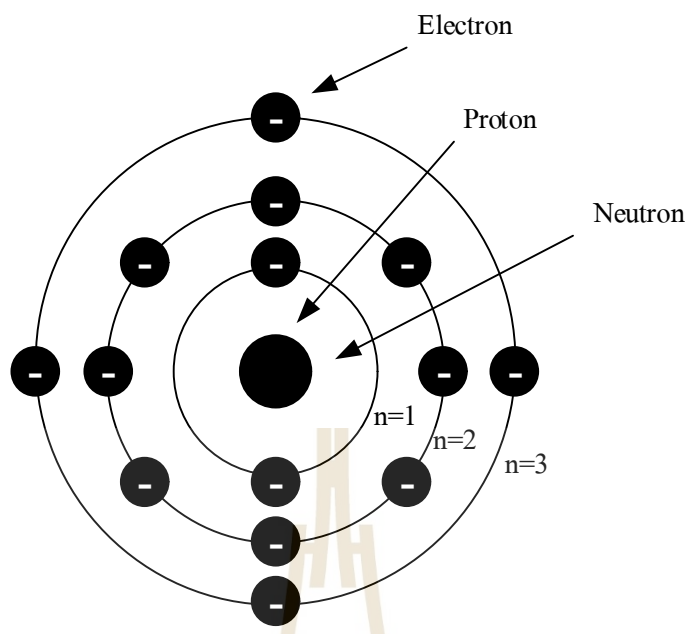
ในบทนี้จะกล่าวถึงพื้นฐานทางฟิสิกส์ของ IGBT ตั้งแต่เรื่องของสารกึ่งตัวนำ โครงสร้าง และคุณสมบัติของรอยต่อพีเอ็น (PN Junction) โครงสร้างและหลักการทำงานของไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์ (BJT) และทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า (FET) และในที่สุดท้ายเรื่องของโครงสร้าง และหลักการทำงานของ IGBT ซึ่งมีองค์ประกอบพื้นฐานทางโครงสร้างมาจากรายละเอียดในแต่ละ ส่วนที่ได้กล่าวไปในข้างต้น

2.1 สารกึ่งตัวนำ

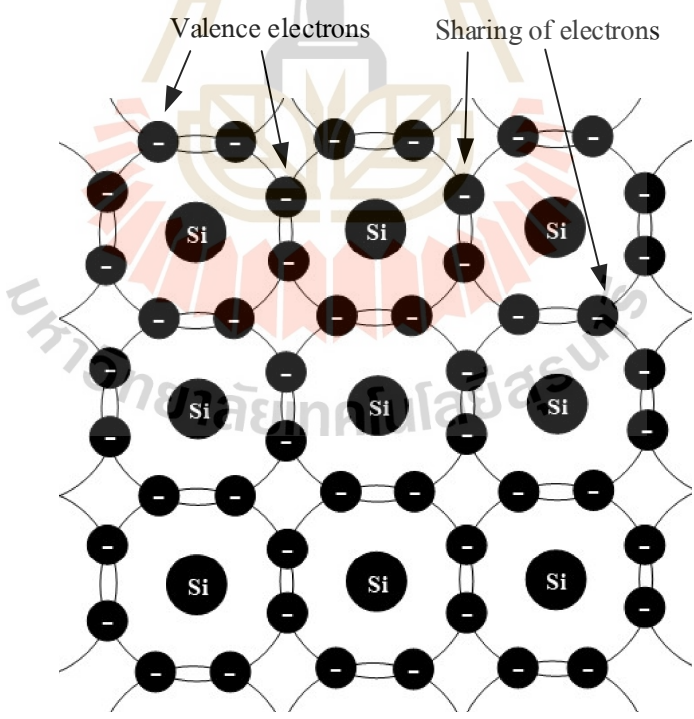
ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่ที่มีการใช้งานในปัจจุบันจะประกอบด้วยองค์ประกอบ ขนาดเล็กหลายชิ้นที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยใช้สารกึ่งตัวนำ นั่นเป็นเพราะว่าในทางไฟฟ้า สารกึ่งตัวนำเป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติการนำไฟฟ้าอยู่ระหว่างตัวนำและฉนวน ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวเมื่อมีการปรับแต่งบางส่วนจะทำให้เกิดอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติในการทำงานที่หลากหลายได้ โดยส่วนใหญ่แล้วสารกึ่งตัวนำจะมาจากธาตุ เจอร์เมเนียม (Germanium, Ge), ซิลิคอน (Silicon, Si), หรือ สารประกอบแกเลียมอาร์เซไนด์ (Gallium Arsenide, GaAs) ซึ่งซิลิคอนมีการใช้งานมากที่สุดในปัจจุบัน โดยเนื้อหาเกี่ยวกับสารกึ่งตัวนำต่อจากนี้ผู้วิจัยจะกล่าวถึงซิลิคอนเป็นหลัก

ซิลิคอนเป็นธาตุที่มีเลขอะตอมเท่ากับ 14 และจัดอยู่ในหมู่ที่ 4 ของตารางธาตุ ซึ่งเมื่อทำการเขียนแผนภาพเพื่ออธิบายลักษณะ โครงสร้างอะตอมของซิลิคอน โดยใช้แบบจำลองอะตอมของโบร์ (Niels Bohr) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1 (Goldberg, 1999) ซึ่งในรูปประกอบด้วยโปรตอน (Proton) และนิวตรอน (Neutron) อยู่ตรงกลางของอะตอมเรียกว่านิวเคลียส (Nucleus) โดยมีอิเล็กตรอน (Electron) เคลื่อนที่รอบนิวเคลียสดังกล่าว ซึ่งการเคลื่อนที่นั้นมีลักษณะคล้ายวงโคจร และวงโคจรดังกล่าวจะแสดงถึงสถานะหรือระดับพลังงานที่แตกต่างกันของอิเล็กตรอน โดยในรูป ซึ่งเป็นอะตอมของซิลิคอนจะมีระดับพลังงานหลักอยู่ 3 ระดับคือ n เท่ากับ 1, 2, และ 3

จากระดับพลังงานดังกล่าว ระดับพลังงานที่อยู่วงนอกสุด (Valence Shell) เป็นระดับพลังงานที่มีความน่าสนใจและเป็นปัจจัยหลักในการเกิดโครงสร้างผลึก (Crystal) ของสารกึ่งตัวนำ ซิลิคอนซึ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 โครงสร้างอะตอมของซิลิคอน



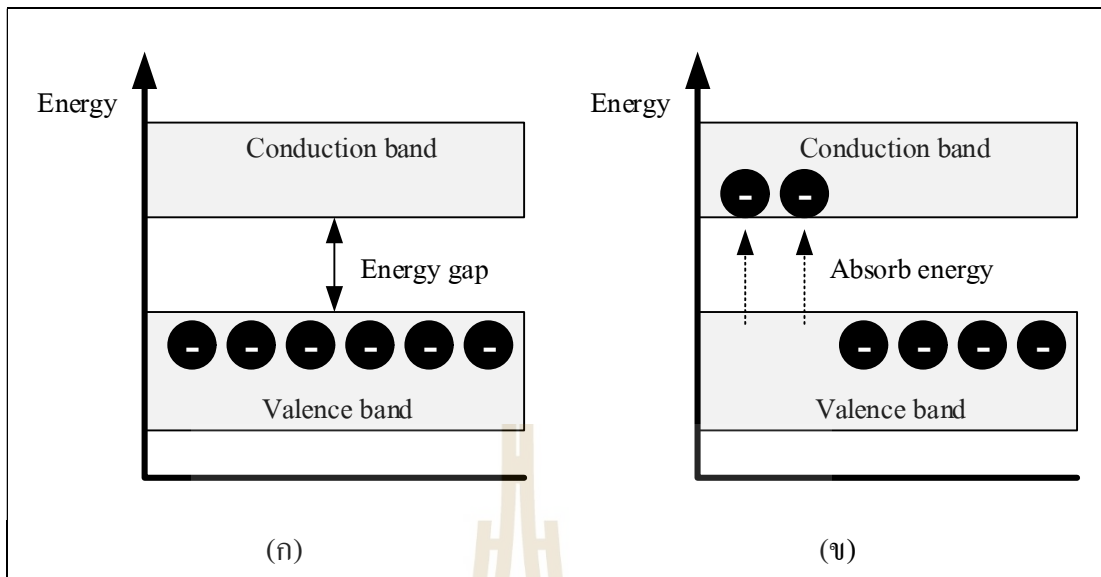
รูปที่ 2.2 ผลึกของซิลิคอนและการสร้างพันธะโควาเลนต์

จากรูปที่ 2.2 โครงสร้างดังกล่าวที่เกิดขึ้นเป็นผลจากการที่อะตอมซิลิคอนพยายามที่จะทำการสร้างพันธะร่วมกับอะตอมซิลิคอนที่อยู่ข้างเคียง โดยการสร้างพันธะเป็นกระบวนการคายพลังงานที่จะทำให้อะตอมมีความเสถียรเพิ่มขึ้น ซึ่งปกติอะตอมจะพยายามทำให้โครงสร้างของตนมีอิเล็กตรอนวงนอกสุดหรือวาเลนซ์อิเล็กตรอน (Valence Electron) ครบ 8 ตัว ซึ่งนักวิทยาศาสตร์เรียกกฎของการรวมตัวนี้ว่ากฎออกเตต (Octet Rule) โดยในกรณีนี้ผลึกของซิลิคอนซึ่งมีวาเลนซ์อิเล็กตรอนจำนวน 4 ตัวมีการใช้งานร่วมกันกับอะตอมซิลิคอนข้างเคียง (Sharing of Electrons) ซึ่งส่งผลให้อะตอมซิลิคอนแต่ละตัวมีวาเลนซ์อิเล็กตรอนครบ 8 ตัวตามกฎดังกล่าว โดยลักษณะการใช้อิเล็กตรอนร่วมกันดังกล่าวเรียกว่าพันธะโควาเลนต์ (Covalent Bond)

จากโครงสร้างผลึกซิลิคอนดังกล่าว ซึ่งประกอบด้วยซิลิคอนเพียงอย่างเดียวโดยไม่มีสารอื่นเจือปนเรียกว่า สารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์ (Intrinsic Semiconductor) ถึงแม้ว่าในทางปฏิบัติจะมีความบริสุทธิ์ไม่ถึง 100% แต่ด้วยเทคโนโลยีที่ทันสมัยที่มีอยู่ในปัจจุบันที่มีความสามารถในการลดค่าความไม่บริสุทธิ์ของสารลงไปจนเหลือน้อยมาก จึงทำให้สารกึ่งตัวนำที่ได้ในปัจจุบันมีความบริสุทธิ์เป็นอย่างมากและเพียงพอต่อการนำไปใช้ในการสร้างอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์

โดยปกติแล้วสารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์ที่อยู่ในสถานะที่ไม่ได้รับพลังงานจากภายนอก อย่างเช่นพลังงานจากความร้อน (Heat) หรือพลังงานจากแสงในรูปของโฟตอน (Photon) จะไม่มีอิเล็กตรอนอิสระ (Free Electron) สำหรับการไหลของกระแสไฟฟ้า แต่ถ้าหากตัวสารได้รับพลังงานจากแหล่งใดแหล่งหนึ่งดังกล่าวก็จะทำให้เกิดอิเล็กตรอนอิสระขึ้นในปริมาณหนึ่งสำหรับการไหลของกระแสไฟฟ้า ซึ่งสามารถแสดงเป็นแผนภาพระดับพลังงานได้ดังรูปที่ 2.3 (ก) และ (ข) จากรูปที่ 2.3 (ก) เมื่อสารกึ่งตัวนำอยู่ในสถานะที่ไม่ได้รับพลังงานจากภายนอกอิเล็กตรอนจะอยู่ที่ระดับพลังงานแถบวาเลนซ์ (Valence Band) และจากรูปที่ 2.3 (ข) หลังจากทีอิเล็กตรอนได้รับพลังงาน (Absorb Energy) จากภายนอกที่มากพอหรือมากกว่าช่องว่างระหว่างแถบพลังงาน (Energy Gap, E_g) จะทำให้อิเล็กตรอนเปลี่ยนสถานะไปอยู่ที่ระดับพลังงานแถบนำกระแส (Conduction Band) ซึ่งโดยปกติแล้ววัสดุซิลิคอนบริสุทธิ์ที่อุณหภูมิห้องจะมีอิเล็กตรอนอิสระอยู่ประมาณ 1.5×10^{10} ต่อลูกบาศก์เซนติเมตร

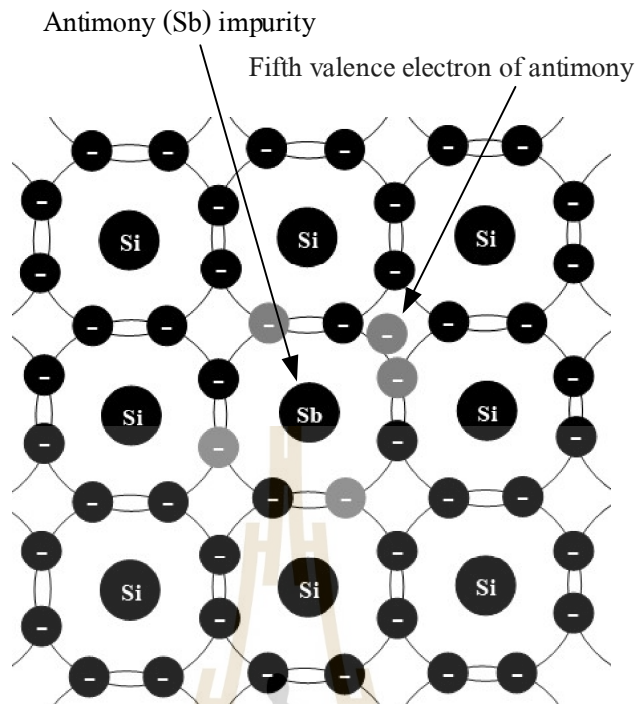
จากปริมาณของอิเล็กตรอนอิสระดังกล่าวที่อุณหภูมิห้องยังคงเป็นปริมาณที่น้อย หรือสภาพนำไฟฟ้ายังคงมีค่าที่ต่ำมากซึ่งยังไม่เหมาะต่อการนำไปใช้งาน จากความไม่เพียงพอดังกล่าวจึงมีการปรับปรุงในเรื่องของสภาพนำไฟฟ้าให้ดีกว่าเดิม โดยใช้วิธีการเติมสารเจือปนที่เหมาะสมลงไปในผลึกซิลิคอนบริสุทธิ์หรือที่เรียกว่าการโด๊ป (Doping) สาร



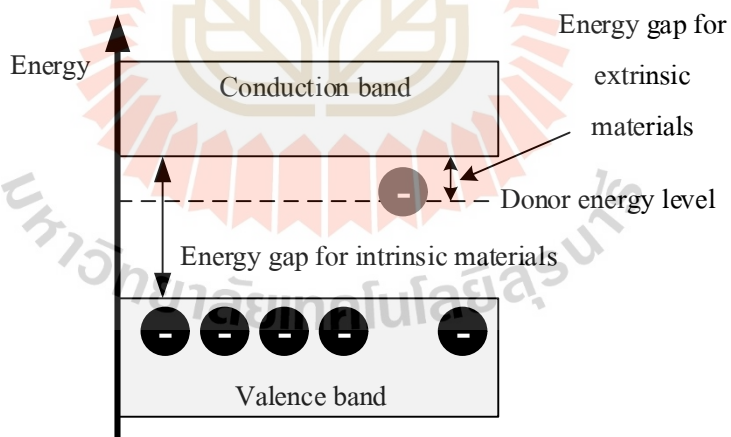
รูปที่ 2.3 แผนภาพระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์ (ก) ที่สถานะไม่ได้รับพลังงานจากภายนอก (ข) ที่สถานะได้รับพลังงานจากภายนอก

การได้ปสารเป็นกระบวนการที่ทำการเติมอะตอมสารเจือ (Impurity Atom) ลงไปในสารกึ่งตัวนำบริสุทธิ์ ซึ่งจะทำให้สารดังกล่าวเกิดการเจือปนของอะตอมสารเจือเรียกว่าสารกึ่งตัวนำไม่บริสุทธิ์ (Extrinsic Semiconductor) โดยปกติแล้วจะแบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (n-Type) และสารกึ่งตัวนำชนิดพี (p-Type) ซึ่งจากสารทั้งสองชนิดเมื่อนำมาต่อกันจะทำให้เกิดวัสดุที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่หลากหลายได้ ซึ่งจะมีการกล่าวถึงในหัวข้อต่อจากนี้

สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นจะเกิดจากการได้ปสารหรือการเติมอะตอมของธาตุหมู่ 5 ซึ่งมีวาเลนซ์อิเล็กตรอนจำนวน 5 ตัว (Pentavalent) ตัวอย่างเช่น พลวง (Antimony, Sb), สารหนู (Arsenic, As), หรือฟอสฟอรัส (Phosphorus, P) ลงไปในผลึกซิลิคอนบริสุทธิ์ดังรูปที่ 2.4 (Boylestad & Nashelsky, 2012) จากรูปจะเห็นได้ว่า พลวงซึ่งมีวาเลนซ์อิเล็กตรอนจำนวน 5 ตัว (สีดำอ่อน) ถูกเติมลงไป ในผลึกซิลิคอนบริสุทธิ์ ทำให้กลายเป็นผลึกซิลิคอนไม่บริสุทธิ์ โดยจากในรูปพันธะโควาเลนต์ทั้ง 4 ที่พลวงใช้วาเลนซ์อิเล็กตรอนร่วมกับอะตอมซิลิคอนข้างเคียงยังคงมีอยู่ครบ แต่สิ่งที่แตกต่างจากผลึกซิลิคอนบริสุทธิ์ก็คือ วาเลนซ์อิเล็กตรอนตัวที่ 5 ของพลวงไม่ได้มีส่วนร่วมในการทำพันธะ จึงทำให้เหลือวาเลนซ์อิเล็กตรอนจำนวน 1 ตัวต่อพลวง 1 อะตอมในระบบ ซึ่งอะตอมที่ให้อิเล็กตรอนนี้มีชื่อเรียกว่า โดเนอร์อะตอม (Donor Atom) โดยอิเล็กตรอนตัวที่เหลืออยู่นี้จะยังคงผูกอยู่กับอะตอมของพลวงแบบไม่แข็งแรงนัก ทำให้อิเล็กตรอนดังกล่าวค่อนข้างที่จะมีอิสระในการที่จะเคลื่อนที่ภายในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นดังกล่าว ซึ่งสามารถแสดงเป็นแผนภาพพลังงานได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.4 ลักษณะของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นจากการได้ปสารโดยใช้ธาตุหมู่ 5 (พลวง)

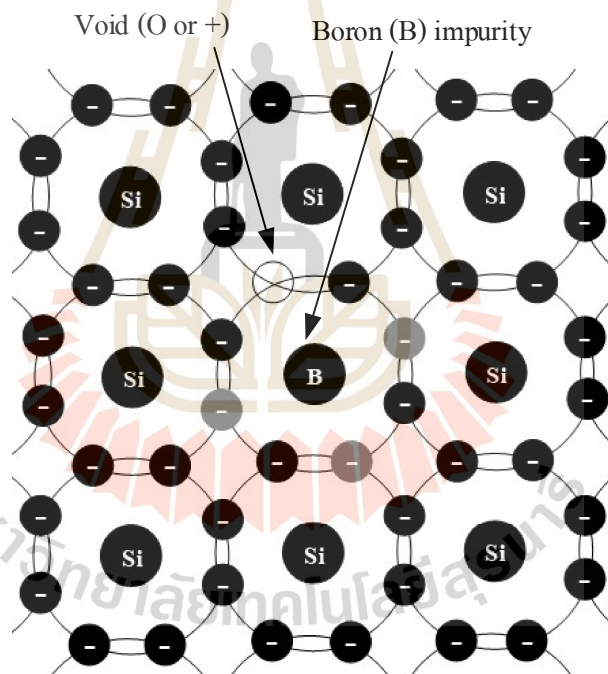


รูปที่ 2.5 ผลกระทบต่อโครงสร้างแถบพลังงานจากการได้ปสารโดยใช้ธาตุหมู่ 5

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าอิเล็กตรอนตัวที่ 5 จากโคเนอร์อะตอมจะอยู่ที่แถบพลังงานโคเนอร์ (Donor Energy Level) ซึ่งแถบนี้จะอยู่สูงกว่าแถบวาเลนซ์ และอยู่ใกล้แถบนำกระแสเป็นอย่างมาก ซึ่งทำให้อิเล็กตรอนที่อยู่แถบนี้ต้องการพลังงานที่น้อยกว่าอิเล็กตรอนที่อยู่แถบวาเลนซ์ใน

การที่จะเปลี่ยนสถานะขึ้นไปอยู่ที่แถบนำกระแส ส่งผลให้มีอิเล็กตรอนอิสระเพิ่มขึ้นโดยใช้พลังงานที่น้อยลง และทำให้สภาพนำไฟฟ้าของสารดีขึ้นและเหมาะสมต่อการนำไปใช้งาน

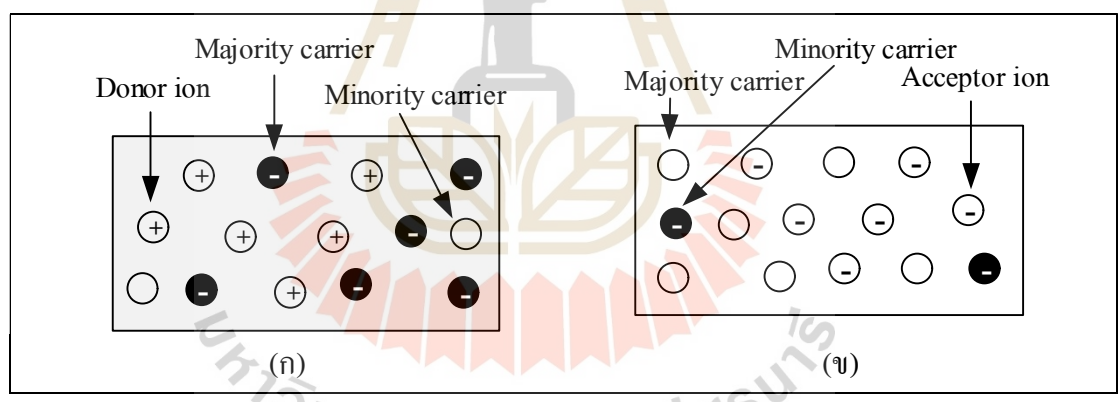
สารกึ่งตัวนำชนิดพีจะเกิดจากการ โด๊ปสารหรือการเติมอะตอมของธาตุหมู่ 3 ซึ่งมีวาเลนซ์อิเล็กตรอนจำนวน 3 ตัว (Trivalent) ตัวอย่างเช่น โบรอน (Boron, B), แกลเลียม (Gallium, Ga), หรืออินเดียม (Indium, In) ลงไปในผลึกซิลิคอนบริสุทธิ์ดังรูปที่ 2.6 จากรูปจะเห็นได้ว่า โบรอนซึ่งมีวาเลนซ์อิเล็กตรอนจำนวน 3 ตัว (สีดำอ่อน) สามารถทำพันธะโควาเลนต์กับอะตอมซิลิคอนที่อยู่ข้างเคียงได้เพียงแค่ 3 อะตอม จึงทำให้วาเลนซ์อิเล็กตรอนไม่ครบ 8 ตัวตามกฎออกเตต จากการขาดวาเลนซ์อิเล็กตรอนจำนวน 1 ตัวดังกล่าวทำให้เกิดช่องว่างสำหรับรับอิเล็กตรอนเรียกว่าโฮล (Hole) ซึ่งแสดงเป็นสัญลักษณ์วงกลมว่างเปล่า (Void) ในรูปที่ 2.6 โดยอะตอมที่ทำให้เกิดโฮลหรือช่องว่างสำหรับการรับอิเล็กตรอนมีชื่อเรียกว่า เอกเซปเตอร์อะตอม (Acceptor Atom)



รูปที่ 2.6 ลักษณะของสารกึ่งตัวนำชนิดพีจากการ โด๊ปสาร โดยใช้ธาตุหมู่ 3 (โบรอน)

จากสารกึ่งตัวนำชนิดพีและชนิดเอ็นที่ได้กล่าวไปข้างต้น สามารถเขียนเป็นแผนภาพแสดงรายละเอียดที่สำคัญได้ดังรูปที่ 2.7 (ก) และ (ข) จากรูปที่ 2.7 (ก) เป็นรูปของสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นซึ่งมีรายละเอียดที่สำคัญดังนี้ เนื่องจากว่าสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นได้มีการ โด๊ปสาร โดยใช้ธาตุหมู่ 5 ซึ่ง

ทำให้เหลืออิเล็กตรอน 1 ตัวในอะตอมดังกล่าว จึงส่งผลให้มีจำนวนอิเล็กตรอนอิสระมากกว่าจำนวนของโฮล อิเล็กตรอนอิสระเหล่านี้จึงถูกเรียกว่า พาหะส่วนใหญ่ (Majority Carrier) ส่วนโฮลซึ่งมีจำนวนเล็กน้อยในสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นเรียกว่า พาหะส่วนน้อย (Minority Carrier) จากรูปที่ 2.7 (ก) เป็นรูปของสารกึ่งตัวนำชนิดพีซึ่งมีรายละเอียดที่สำคัญดังนี้ เนื่องจากว่าสารกึ่งตัวนำชนิดพีได้มีการโด๊ปสารโดยใช้ธาตุหมู่ 3 ซึ่งทำให้เกิดโฮลขึ้น 1 จุดในอะตอมดังกล่าว จึงส่งผลให้มีจำนวนโฮลมากกว่าจำนวนอิเล็กตรอนอิสระ โฮลเหล่านี้จึงถูกเรียกว่า พาหะส่วนใหญ่ (Majority Carrier) ส่วนอิเล็กตรอนซึ่งมีจำนวนเล็กน้อยในสารกึ่งตัวนำชนิดพีเรียกว่า พาหะส่วนน้อย (Minority Carrier) นอกจากนี้แล้วจะสังเกตได้ว่าที่สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นมีโดเนอร์ไอออน (Donor Ion) เกิดขึ้น นั่นเป็นเพราะว่าอิเล็กตรอนตัวที่ 5 ของโดเนอร์อะตอมนั้นหลุดออกไปอยู่ที่แถบนำกระแส ทำให้ค่าประจุสุทธิทางไฟฟ้า ณ อะตอมดังกล่าวเป็นบวก เพราะจำนวนโปรตรอนไม่เท่ากับจำนวนของอิเล็กตรอน และนอกจากนี้แล้วทางฝั่งของสารกึ่งตัวนำชนิดพีก็เกิดเอกเซปเตอร์ไอออน (Acceptor Ion) ขึ้น เป็นเพราะว่าโฮลของเอกเซปเตอร์อะตอมได้รับอิเล็กตรอน ทำให้ค่าประจุสุทธิทางไฟฟ้า ณ อะตอมดังกล่าวเป็นลบ

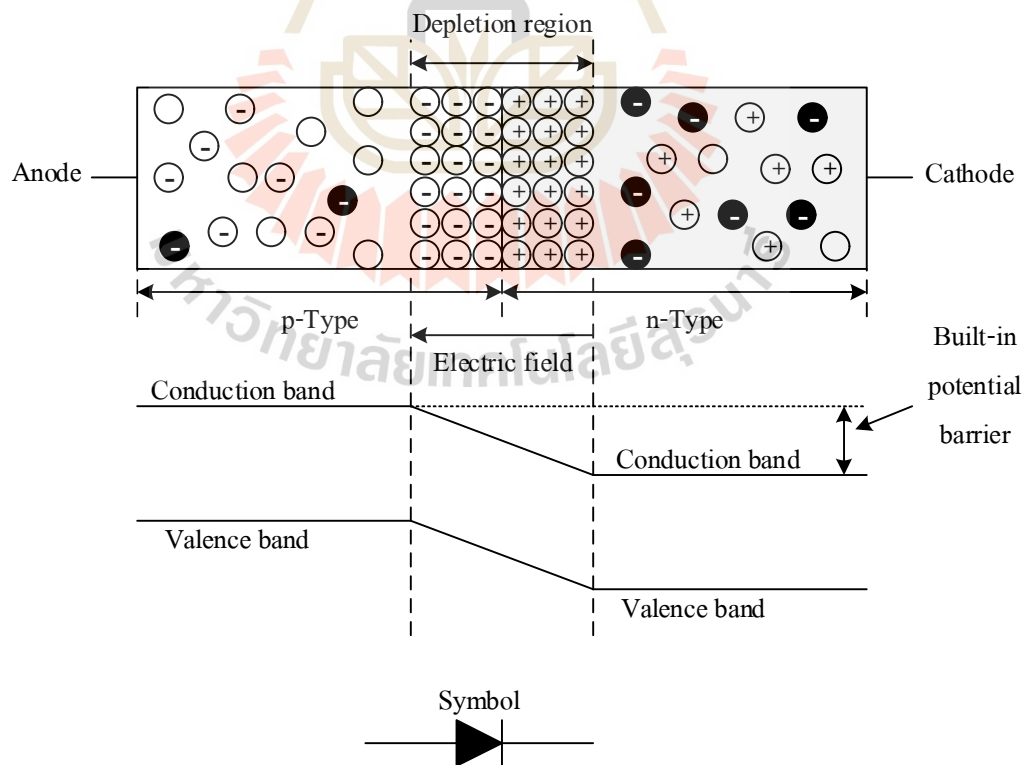


รูปที่ 2.7 แผนภาพแสดงรายละเอียดที่สำคัญ (ก) สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (ข) สารกึ่งตัวนำชนิดพี

จากรายละเอียดเกี่ยวกับสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นและชนิดพีที่ได้กล่าวไปนั้น จะเป็นพื้นฐานหลักสำหรับโครงสร้างของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ตัวอย่างเช่น รอยต่อพีเอ็นที่ทำให้เกิดไดโอดไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ หรือทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า ซึ่งจะมีการกล่าวถึงในหัวข้อต่อจากนี้

2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของรอยต่อพีเอ็น

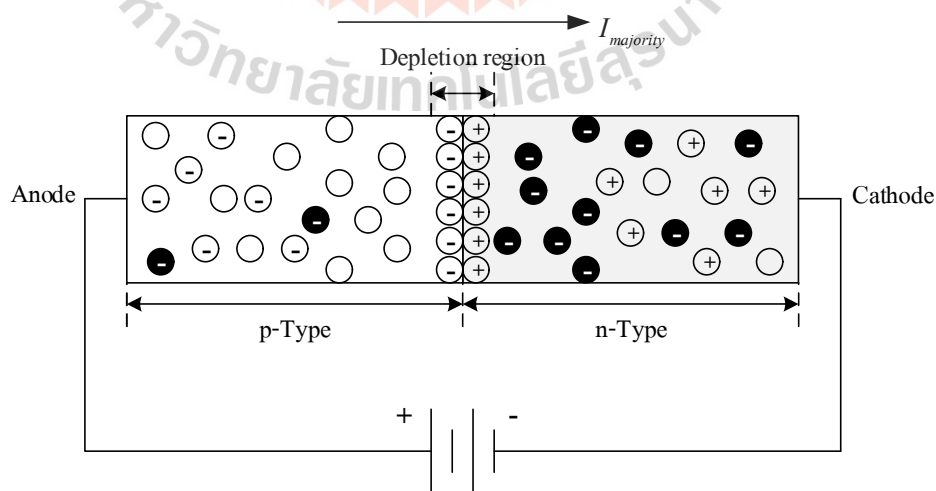
จากสารกึ่งตัวนำชนิดพีและชนิดเอ็นที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ผ่านมา เมื่อนำมาต่อกันจะทำให้เกิดอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เรียกว่าไดโอด (Diode) ซึ่งมีคุณสมบัติสามารถนำกระแสได้ทิศทางเดียว โดยจากการนำสารทั้งสองชนิดมาต่อกันนั้น ทำให้เกิดทรอนที่บริเวณใกล้รอยต่อที่อยู่ทางฝั่งสารเอ็น ข้ามรอยต่อไปรวมกับโฮลที่อยู่ทางฝั่งสารพี ทำให้โคเนอร์อะตอมทางฝั่งสารเอ็นที่เสียอิเล็กตรอนไป มีประจุสุทธิเป็นบวก และทำให้เอกเซพเตอร์อะตอมที่รับอิเล็กตรอนมา มีประจุสุทธิเป็นลบ และทำให้เกิดสนามไฟฟ้า (Electric Field) ขึ้นระหว่างโคเนอร์ไอออนและเอกเซพเตอร์ไอออน โดยสนามมีทิศทางชี้จากบวกไปลบหรือจากทางสารเอ็นไปสารพี สนามที่เกิดขึ้นเริ่มส่งผลให้อิเล็กตรอนอิสระทางฝั่งสารเอ็นเคลื่อนที่ข้ามไปได้ยากขึ้น จนถึงจุดสมดุลจึงหยุดการรวมตัวกันระหว่างอิเล็กตรอนกับโฮลในบริเวณใกล้รอยต่อดังกล่าว จากผลของการรวมตัวที่อิเล็กตรอนจากสารเอ็นเคลื่อนที่ไปรวมตัวกับโฮลที่สารพี ทำให้ทางฝั่งสารเอ็นขาดอิเล็กตรอนอิสระ ณ บริเวณดังกล่าว และในขณะเดียวกันทางฝั่งของสารพีก็ขาดโฮลสำหรับรับอิเล็กตรอน ณ บริเวณดังกล่าว บริเวณนี้จึงถูกเรียกว่า บริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ดังรูปที่ 2.8 (Boylestad & Nashelsky, 2012)



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของรอยต่อพีเอ็น

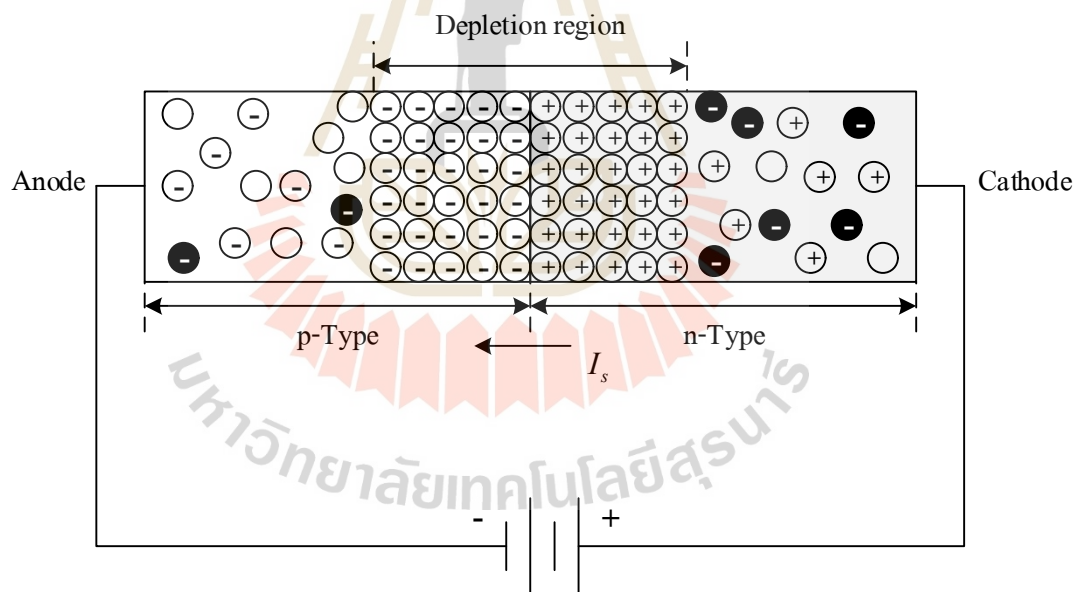
จากในรูปที่ 2.8 จะเห็นได้ว่า ในส่วนของแผนภาพพลังงาน แถบนำกระแสทางฝั่งของสารเอ็นจะต่ำกว่าแถบนำกระแสทางฝั่งสารพี นั่นเป็นผลมาจากบริเวณปลอดพาหะที่เกิดขึ้น ซึ่งจากความต่างระดับของแถบนำกระแสดังกล่าวจะส่งผลให้อิเล็กตรอนทางฝั่งของสารเอ็นที่จะเคลื่อนที่ไปทางฝั่งสารพี จะต้องมีพลังงานที่มากพอจึงจะสามารถข้ามไปได้ ซึ่งสามารถทำการให้พลังงานดังกล่าวได้จากภายนอกโดยทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่ขั้วแอโนด (Anode, A) และแคโทด (Cathode, K) ให้มากกว่าค่าศักย์ไฟฟ้าของรอยต่อ (Built-in Potential Barrier, V_{bi}) เรียกว่าการไบอัสตรง (Forward Bias) ซึ่งโดยปกติแล้วสารกึ่งตัวนำซิลิคอนที่อุณหภูมิ 25°C จะมีค่า V_{bi} ประมาณ 0.7 V นอกจากนี้แล้วสัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (Symbol) ของไดโอดได้แสดงไว้ด้านล่างสุดในรูปที่ 2.8

การไบอัสตรงโดยการป้อนแรงดันไฟฟ้าภายนอกตกคร่อมระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด โดยให้ศักย์ไฟฟ้าสูงหรือขั้วบวกอยู่ทางขั้วแอโนด และให้ศักย์ไฟฟ้าต่ำหรือขั้วลบอยู่ทางขั้วแคโทด จะส่งผลให้บริเวณปลอดพาหะมีขนาดเล็กลงดังรูปที่ 2.9 จากการป้อนแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมดังกล่าวส่งผลให้อิเล็กตรอนจากแหล่งจ่ายไหลเข้าทางขั้วแคโทดเข้ามาในสารเอ็นซึ่งมีอิเล็กตรอนเป็นพาหะส่วนใหญ่ โดยอิเล็กตรอนที่มีประจุลบเหมือนกันนี้จะทำให้เกิดการผลักกันของอิเล็กตรอนแล้วเคลื่อนที่ไปทางซ้าย ซึ่งถ้าหากพลังงานที่ป้อนหรือแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมนั้นมากพอก็จะทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อไปทางฝั่งสารพีได้และเคลื่อนที่ต่อไปจนถึงขั้วแอโนด ในขณะที่ขั้วแอโนดซึ่งเป็นประจุบวกก็มีการไหลจากซ้ายไปขวาสวนทางกับทิศทางการไหลของอิเล็กตรอน โดยทิศทางการไหลของโฮลหรือประจุบวกนี้ คือทิศทางการไหลของกระแส ($I_{majority}$) ที่นิยมใช้กันในทางไฟฟ้า



รูปที่ 2.9 รอยต่อพีเอ็นและการไบอัสตรง

การไบอัสกลับ (Reverse Bias) โดยการป้อนแรงดันไฟฟ้าภายนอกคร่อมระหว่างขั้วแอโนดและแคโทด โดยให้ขั้วบวกอยู่ทางขั้วแคโทด และให้ขั้วลบอยู่ทางขั้วแอโนด จะส่งผลให้บริเวณปลอดพาหะมีขนาดใหญ่ขึ้นดังรูปที่ 2.10 จากการที่บริเวณปลอดพาหะมีขนาดใหญ่ขึ้นนั้นทำให้อิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนใหญ่ของสารเอ็นไม่สามารถเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อไปได้ (เคลื่อนที่ข้ามไปได้ยากกว่าเมื่อเทียบกับกรณีแรกสุดที่ไม่มีกรไบอัส) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของไดโอดที่ยอมให้กระแสไหลได้ทางเดียว แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากว่าที่บริเวณปลอดพาหะมีสนามไฟฟ้าที่มีทิศทางชี้จากสารเอ็นไปสารพี จึงทำให้อิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยที่มีอยู่ในสารพีที่เริ่มถูกผลักจากขั้วแอโนดแล้วหลุดเข้ามายังบริเวณปลอดพาหะ สามารถเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อไปทางสารเอ็นได้เช่นเดียวกัน โสลซึ่งเป็นประจุบวกและเป็นพาหะส่วนน้อยของสารเอ็นก็จะเคลื่อนที่สวนทางกับอิเล็กตรอนดังกล่าว เกิดเป็นกระแสรั่วไหล (I_s) ซึ่งโดยปกติแล้วปริมาณของกระแสรั่วไหลนี้ จะเกิดจากผลกระทบทางอุณหภูมิต่างๆที่ทำให้เกิดพาหะส่วนน้อย โดยปกติแล้วที่อุณหภูมิห้องจะมีค่าน้อยมากระดับไมโครแอมแปร์



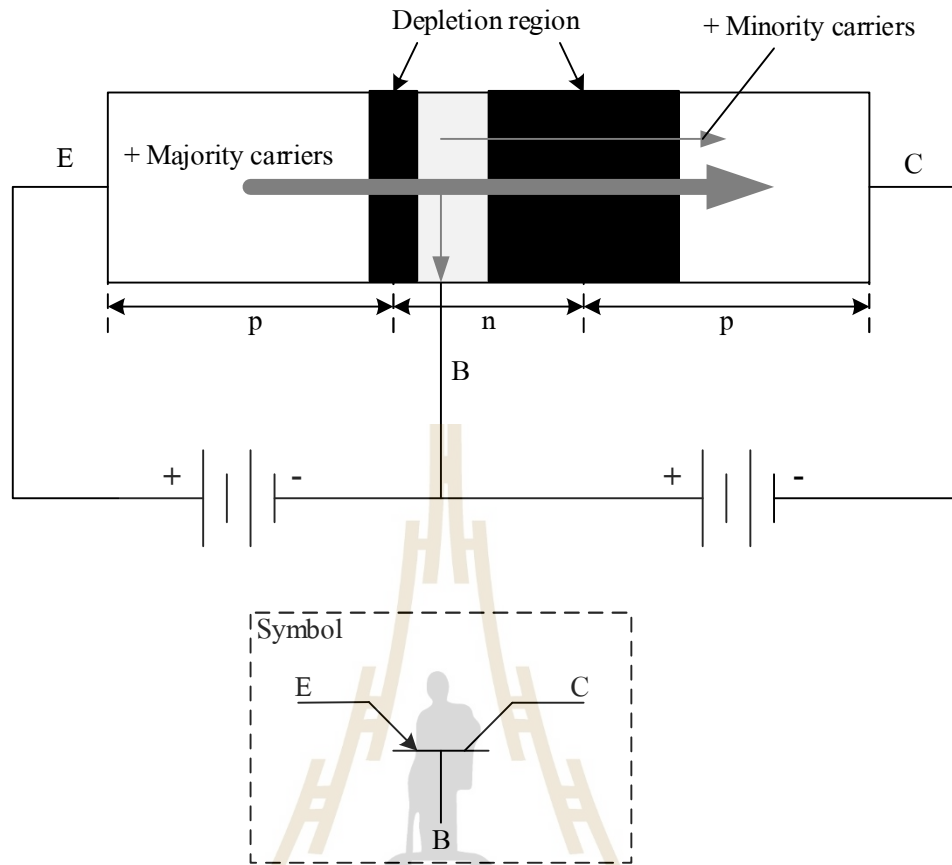
รูปที่ 2.10 รอยต่อพีเอ็นและการไบอัสกลับ

จากที่ได้กล่าวไปก็เป็นที่น่าทึ่งกันดีแล้วว่า เมื่อเกิดการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจากขาไปซ้าย ก็จะทำให้เกิดการเคลื่อนที่หรือเสมือนว่ามีกรเคลื่อนที่ของโฮลจากซ้ายไปขวา ซึ่งทิศทางการเคลื่อนที่ของโฮลหรือประจุบวกนี้จะเป็นทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าในระบบที่นิยมใช้กันโดยทั่วไป และนอกจากนี้แล้วดังที่ได้กล่าวไป ทางฝั่งของสารพีจะมีโฮลเป็นพาหะส่วนใหญ่ มี

อิเล็กทรอนิกส์เป็นพาหะส่วนน้อย และทางฝั่งของสารเอ็นจะมีอิเล็กตรอนเป็นพาหะส่วนใหญ่ มีโฮลเป็นพาหะส่วนน้อย ในหัวข้อต่อจากนี้ผู้วิจัยจะใช้ตัวพาหะส่วนใหญ่และพาหะส่วนน้อยเป็นหลักในการอธิบายการไหลของกระแสไฟฟ้าในระบบ

2.3 โครงสร้างและหลักการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

จากหัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึง การเกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าในไดโอด ที่มีโครงสร้างในลักษณะที่นำสารพีและสารเอ็นมาต่อกัน ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง โครงสร้างและหลักการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (BJT) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถควบคุมการไหลของกระแสไฟฟ้าได้ ซึ่งคล้ายกับการเปิดปิดของวาล์วน้ำ ซึ่งปกติแล้วไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีอยู่สองชนิดคือ pnp และ npn โดยผู้วิจัยจะกล่าวถึงเฉพาะชนิด pnp ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของ IGBT โดยโครงสร้างและการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด pnp สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 (Boylestad & Nashelsky, 2012) จากในรูปจะเห็นได้ว่าการไบอัสตรงระหว่างขั้ว Emitter (E) และขั้ว Base (B) ซึ่งส่งผลให้บริเวณปลอดพาหะตรงรอยต่อ pn มีขนาดเล็ก และทำให้พาหะส่วนใหญ่ในสาร p ที่อยู่ซ้ายสุด สามารถเคลื่อนที่ข้ามรอยต่อไปยังสารเอ็นได้ ตรงจุดนี้จะสังเกตได้ว่ามีบางส่วนของพาหะส่วนใหญ่ที่ข้ามรอยต่อมาเคลื่อนที่ออกไปทางขั้ว Base ซึ่งปกติแล้วจะมีค่าน้อยเนื่องจากขนาดของสารเอ็นที่มีขนาดเล็กจึงทำให้พาหะส่วนที่เหลือซึ่งเป็นส่วนมากหลุดไปถึงบริเวณปลอดพาหะตรงรอยต่อ np และจากการที่มีการไบอัสกลับระหว่างขั้ว Base และ Collector ทำให้บริเวณปลอดพาหะตรงรอยต่อ np มีขนาดใหญ่ขึ้น แต่อย่างไรก็ตามพาหะส่วนใหญ่ที่ข้ามมาตอนแรกรวมกับพาหะส่วนน้อยที่อยู่ในสารเอ็นซึ่งเป็นประจุบวกเหมือนกัน ก็ยังสามารถข้ามบริเวณปลอดพาหะนี้ไปได้เนื่องจากว่าทิศทางของสนามไฟฟ้าชี้จากสารพีไปสารเอ็น กล่าวโดยสรุปก็คือ การไบอัสตรงระหว่างขั้ว Emitter และ Base และการไบอัสกลับระหว่างขั้ว Base และ Collector จะทำให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากขั้ว Emitter ไปขั้ว Collector ซึ่งปริมาณการไหลนั้นจะถูกควบคุมโดยตรงจากปริมาณของกระแสไฟฟ้าที่ขั้ว Base โดยผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าขั้ว Emitter จะเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหลออกที่ขั้ว Base รวมกับกระแสไฟฟ้าที่ไหลออกที่ขั้ว Collector และในส่วนของสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด pnp ได้แสดงไว้ด้านล่างสุดของรูปที่ 2.11 ในบริเวณเส้นประ

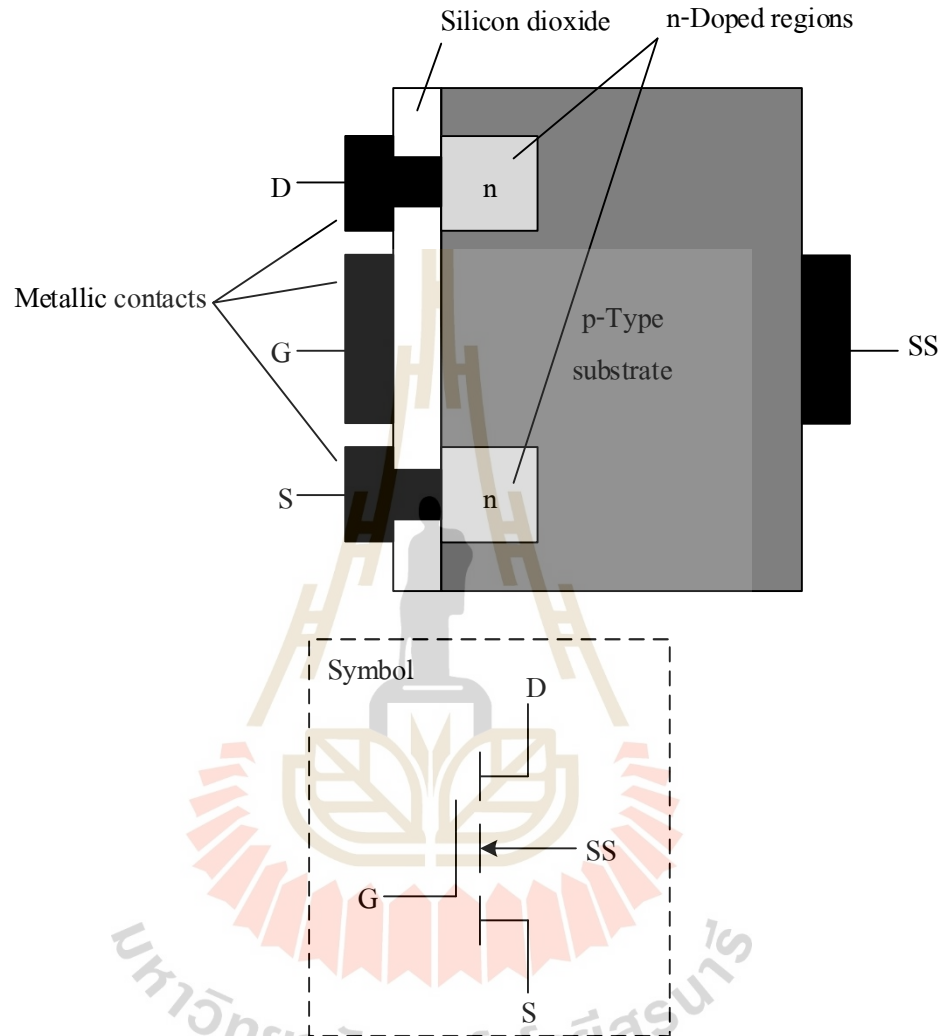


รูปที่ 2.11 โครงสร้างและการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด pnp

2.4 โครงสร้างและหลักการทำงานของทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า

ทรานซิสเตอร์สนามไฟฟ้า (Field Effect Transistor, FET) ปกติแล้วจะแบ่งเป็นสามแบบหลักคือ JFET, D-MOSFET, และ E-MOSFET โดยที่แต่ละแบบก็สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือชนิด n-Channel และชนิด p-Channel ซึ่งผู้วิจัยกล่าวถึงเฉพาะ E-MOSFET ที่เป็น n-Channel ซึ่งเป็นส่วนที่เกี่ยวข้องกับการทำงานของ IGBT ซึ่งโครงสร้างของ E-MOSFET ชนิด n-Channel สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.12 (Boylestad & Nashelsky, 2012) จากรูปจะเห็นได้ว่าพื้นที่ส่วนใหญ่ของโครงสร้างประกอบด้วยสารพี (p-Type Substrate) และมีขั้วต่อ 4 ขั้วที่เป็นโลหะคือขั้วเดรน (Drain, D), เกต (Gate, G), ซอร์ส (Source, S), และซับสเตรต (Substrate, SS) ซึ่งขั้วเดรนจะต่ออยู่กับสารเอ็นตรงขอบทางด้านซ้ายบน ขั้วซอร์สจะต่ออยู่กับสารพีตรงขอบทางด้านซ้ายล่าง ขั้วซับสเตรตจะต่ออยู่กับสารพีทางฝั่งขวาของรูป และขั้วเกตจะอยู่ระหว่างขั้วเดรนและขั้วซอร์สซึ่งจะไม่มีสัมผัสกับสารพีโดยมีฉนวนไฟฟ้า (Insulator) ซึ่งเป็นซิลิคอนไดออกไซด์เป็นตัวชั้น

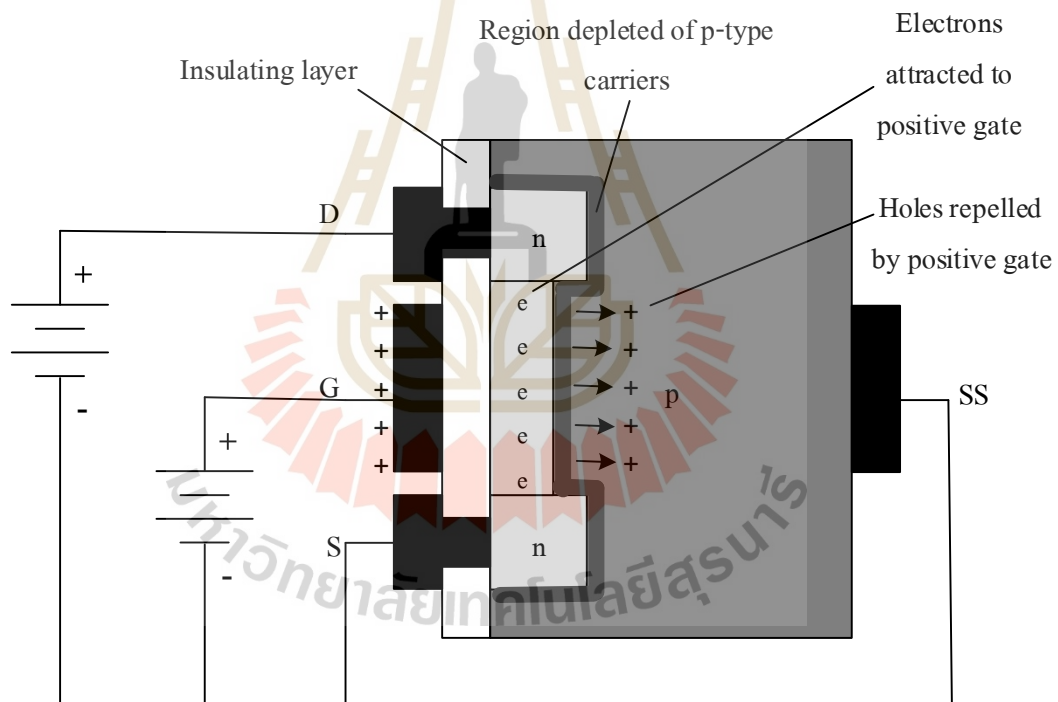
(Silicon Dioxide, SiO_2) และสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของ E-MOSFET ชนิด n-Channel นี้ แสดงไว้ตรงด้านล่างของรูปในบริเวณเส้นประ



รูปที่ 2.12 โครงสร้างของ E-MOSFET ชนิด n-Channel

จากรูปที่ 2.12 จะสังเกตได้ว่ายังไม่มีช่องทางเดินกระแส (Channel) เกิดขึ้นในสารพีที่บริเวณที่อยู่ระหว่างสารเอ็นของขั้วเดรนและสารเอ็นของขั้วซอร์ส โดยหลักการทำงานของ E-MOSFET ชนิด n-Channel นี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 จากในรูปจะเห็นได้ว่าเมื่อมีการป้อนแรงดันไฟฟ้าตกรวมระหว่างขั้วเกตและซอร์ส โดยให้ศักย์ไฟฟ้านำหรือกราวด์อยู่ที่ขั้วซอร์สและขั้วสเตรต จะทำให้ศักย์ไฟฟ้าบวกที่ขั้วเกตผลักโฮลให้ออกห่างจากขั้วเกต (Holes Repelled by Positive Gate) ลึกลงไปในสารพี ในขณะที่เดียวกัน อิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยที่มีอยู่ในสารพี

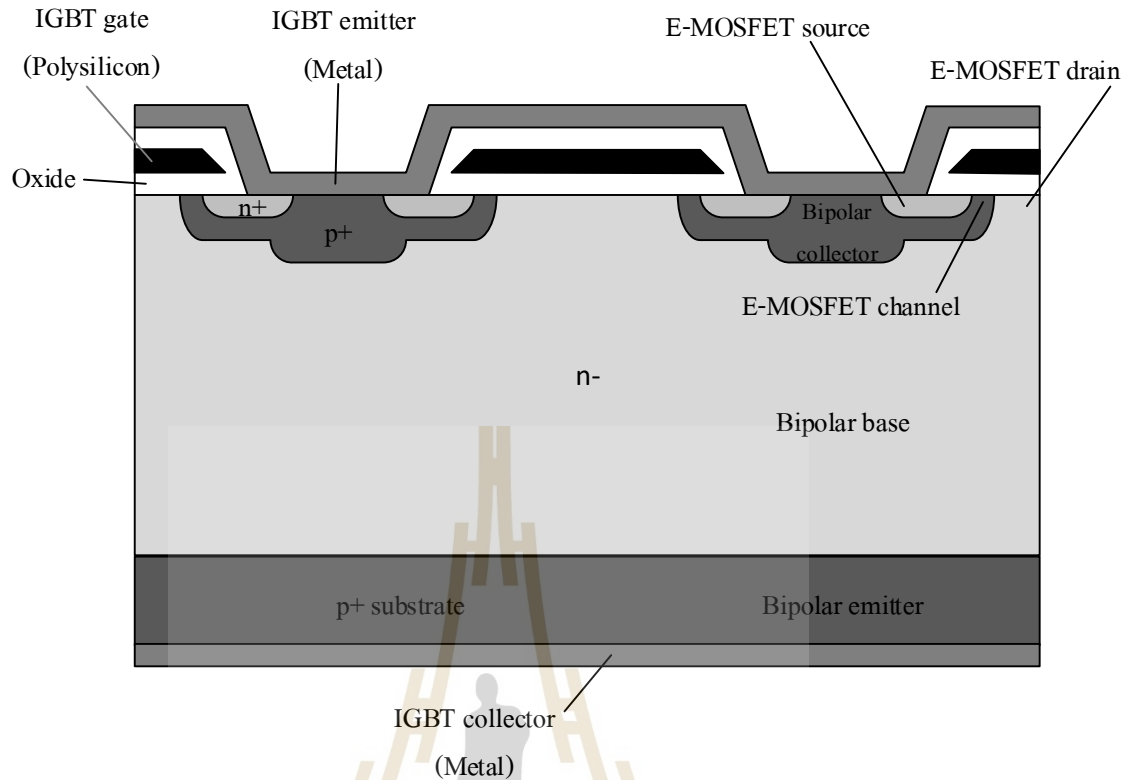
ก็จะถูกดูดเข้าใกล้ขั้วเกต (Electrons Attracted to Positive Gate) แต่จะไม่สามารถไหลเข้าขั้วเกตได้ เนื่องจากมีฉนวนไฟฟ้ากั้นอยู่ (Insulating Layer) จึงเกิดเป็นช่องทางเดินกระแสที่มีอิเล็กตรอนอิสระรวมตัวกันอยู่ ณ บริเวณใกล้ขั้วเกตดังกล่าว ในขณะที่เดียวกันเนื่องจากการป้อนแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างขั้วเดรนและซอร์ส จึงส่งผลให้มีอิเล็กตรอนไหลเข้าที่ขั้วซอร์สและไหลขึ้นไปตามช่องทางเดินกระแสที่เกิดขึ้น และไหลออกจากขั้วเดรน โดยจากทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนดังกล่าวจะได้ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าจากขั้วเดรนลงมาขั้วซอร์ส ซึ่งปริมาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลจะถูกควบคุมโดยตรงจากแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างขั้วเกตและขั้วซอร์สเนื่องจากว่าเป็นปัจจัยหลักในการควบคุมการเกิดช่องทางเดินกระแส และจะสังเกตได้ว่าจะไม่มีการไหลของไฟฟ้าไหลจากขั้วเดรนไปที่ขั้วซอร์ส เนื่องจากว่ามีบริเวณปลอดพาหะ (Region Depleted of p-Type Carriers) ที่เกิดจากการไบอัสกลับขวางกันไว้



รูปที่ 2.13 การทำงานของ E-MOSFET ชนิด n-Channel

2.5 โครงสร้างและหลักการทำงานของ IGBT

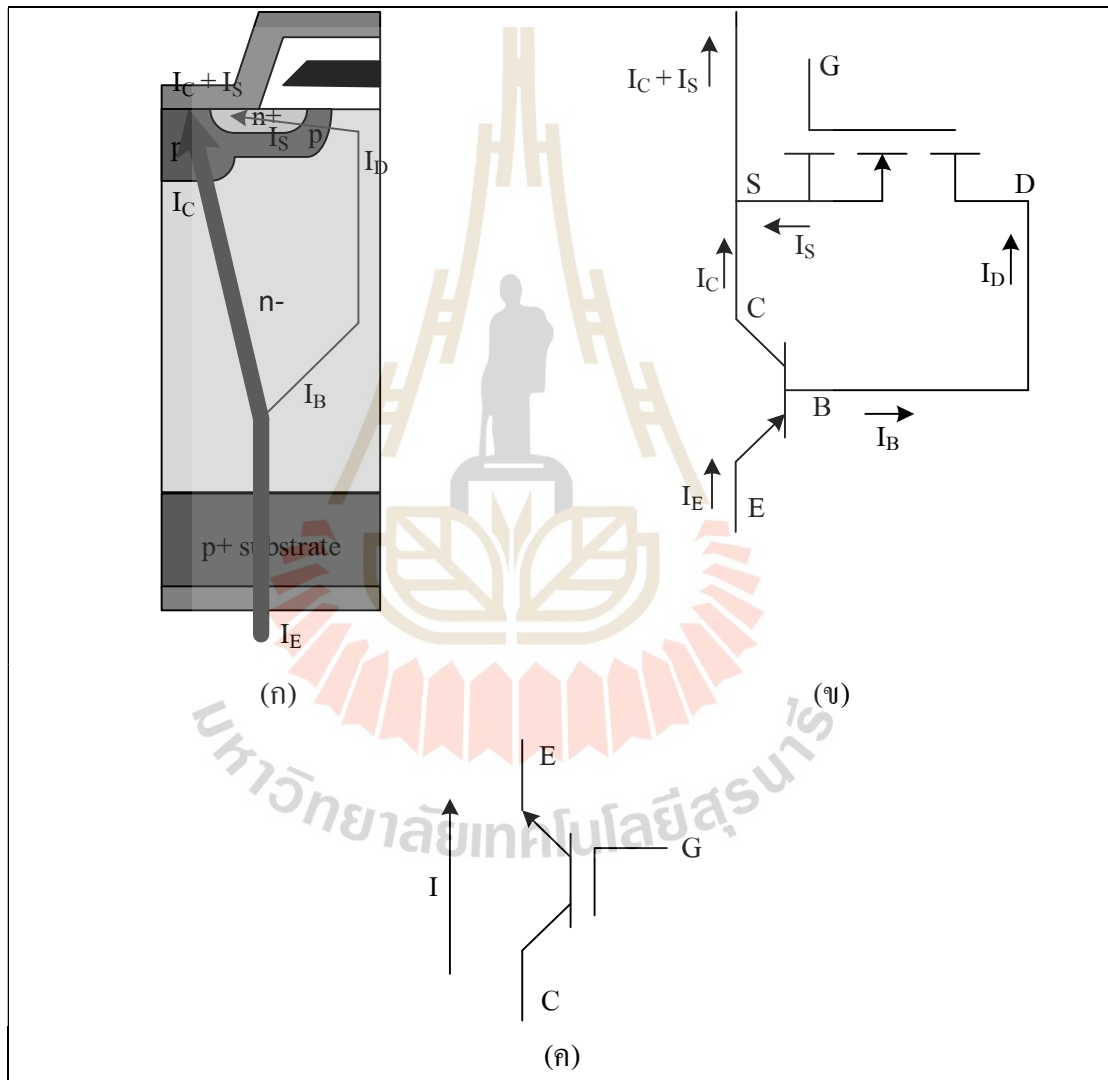
จากหัวข้อที่ผ่านมาในเรื่องของ BJT ชนิด pnp และ E-MOSFET ชนิด n-Channel ได้มีการกล่าวถึงพื้นฐานและหลักการทำงานของอุปกรณ์ทั้งสองไว้แล้ว ในหัวข้อนี้จะใช้พื้นฐานดังกล่าวในการแสดงให้เห็นถึงการทำงานของ IGBT ซึ่งมีลักษณะของโครงสร้างที่เกิดจากการรวมกันระหว่าง BJT และ E-MOSFET โดยโครงสร้างดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.14 (Hefner, 1990) โดยในรูปดังกล่าว เป็นเพียงภาพตัดขวางส่วนของ IGBT จำนวน 2 เซลล์ ซึ่งในทางปฏิบัติหรือในอุปกรณ์จริงจะมีลักษณะแบบนี้หลาย 1000 เซลล์ ซึ่งทุกเซลล์จะทำงานขนานกัน จากในรูปโครงสร้างของ IGBT มีองค์ประกอบดังนี้ ขั้วเกต (IGBT Gate) จะถูกกั้นด้วยฉนวนไฟฟ้า (Oxide) เพื่อไม่ให้สัมผัสกับตัวสาร ขั้วอิมิตเตอร์ (IGBT Emitter) จะสัมผัสกับสารพีของ BJT และสารเอ็นของ E-MOSFET และขั้วคอลเลกเตอร์ (IGBT Collector) ซึ่งอยู่ตรงด้านล่างในรูป จะสัมผัสกับสารพีของซัสเตรต ซึ่งเป็นตำแหน่งเดียวกันกับขั้วอิมิตเตอร์ของ BJT ถึงตรงนี้จะเห็นได้ว่า IGBT มีขั้วต่อภายนอก 3 ขั้ว คือ คอลเลกเตอร์ เกต และอิมิตเตอร์ ในส่วนต่อไปก็จะเป็นรายละเอียดขององค์ประกอบภายใน ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าโครงสร้างดังกล่าวเป็น โครงสร้างที่รวมเข้าด้วย BJT และ E-MOSFET โดย BJT ดังกล่าวมีขั้วอิมิตเตอร์ (Bipolar Emitter) อยู่ตรงด้านล่างซึ่งเป็นสารพี มีขั้วเบส (Bipolar Base) อยู่ตรงกลางซึ่งเป็นสารเอ็น และมีขั้วคอลเลกเตอร์ (Bipolar Collector) อยู่ตรงด้านบนซึ่งเป็นสารพี จะเห็นได้ว่า BJT ดังกล่าวเป็นชนิด pnp นอกจากนี้แล้วในส่วนของ E-MOSFET มีขั้วเดรนอยู่ตรงสารเอ็น (E-MOSFET Drain) ซึ่งเป็นส่วนเดียวกันกับขั้วเบสของ BJT มีขั้วซอร์ส (E-MOSFET Source) อยู่ตรงสารเอ็นที่มีขนาดเล็กตรงด้านบนของรูป และมีขั้วเกตอยู่ตรงตำแหน่งเดียวกันกับขั้วเกตของ IGBT และสุดท้ายช่องทางเดินกระแส (E-MOSFET Channel) จะอยู่ตรงด้านขวาบนของรูป



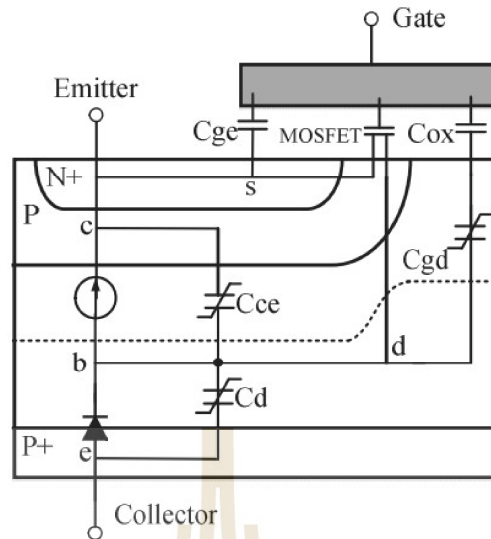
รูปที่ 2.14 โครงสร้างของ IGBT

โดยการทำงานของ IGBT สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 (ก) ซึ่งรูปดังกล่าวเป็นภาพตัดของ IGBT เพียง 1 เซลล์ เพื่อให้เห็นภาพการทำงานของ IGBT ได้ง่ายขึ้น ซึ่งการทำงานของ IGBT จะเริ่มจากการป้อนแรงดันไฟฟ้าตกร่วมระหว่างขั้วเกตและอิมิตเตอร์ โดยให้ขั้วเกตอยู่ฝั่งเกตและให้กราวด์อยู่ฝั่งอิมิตเตอร์ พร้อมกับป้อนแรงดันไฟฟ้าตกร่วมระหว่างขั้วคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ โดยให้ขั้วเกตอยู่ฝั่งคอลเลกเตอร์ ซึ่งหลังจากที่เริ่มป้อนที่เกตจะทำให้เกิดช่องทางเดินกระแสขึ้น จากนั้นจะมีกระแสไฟฟ้าเริ่มไหลตามทิศทางลูกศร โดยกระแสส่วนใหญ่จะไหลออกทางลูกศรใหญ่ และมีกระแสส่วนน้อยบางส่วนไหลไปทางลูกศรเล็ก ซึ่งทางฝั่งของลูกศรเล็กจะเป็นกระแสควบคุม ซึ่งจะถูกควบคุมโดยตรงจากแรงดันที่เกต จากการทำงานดังกล่าวอยู่ในลักษณะของการทำงานร่วมกันระหว่าง BJT และ E-MOSFET ซึ่งมีลักษณะของวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.15 (ข) โดยที่ในรูปตัวแปรและทิศทางการไหลของกระแสจะสอดคล้องกับแผนภาพโครงสร้างของ IGBT ในรูปที่ 2.15 (ก) และนอกจากนี้แล้ว สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของ IGBT สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 (ค) โดยที่รูปดังกล่าวก็ยังคงทิศทางเดียวกันกับรูปที่ 2.15 (ก) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าเมื่อ IGBT ทำงานกระแสไฟฟ้าจะไหลจากขั้วคอลเลกเตอร์ไปอิมิตเตอร์

ถึงตรงนี้ก็เป็นที่ทราบกันดีแล้วว่า IGBT มีโครงสร้างและหลักการทำงานเป็นอย่างไร ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงลักษณะของวงจรมูลที่เกิดขึ้นภายในที่สอดคล้องกับโครงสร้างทางกายภาพของ IGBT ซึ่งจะเป็นรากฐานที่สำคัญที่ต่อยอดไปถึงวงจรมูลที่ผู้วิจัยนำเสนอในบทที่ 4 ที่ใช้แนวคิดการมอง IGBT เป็น Black-Box ที่ใช้สำหรับหาค่าภายในจากมุมมองที่ไม่ทราบโครงสร้างภายในของ IGBT โดยวงจรมูลตามโครงสร้างทางกายภาพของ IGBT สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 (G. Li et al., 2017)



รูปที่ 2.15 การทำงานของ IGBT (ก) การไหลของกระแสไฟฟ้า (ข) การรวมกันของ BJT และ E-MOSFET (ค) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของ IGBT



รูปที่ 2.16 วงจรสมมูลของ IGBT ตามโครงสร้างทางกายภาพ (G. Li et al., 2017)

จากรูปที่ 2.16 ค่าความจุไฟฟ้าภายในที่เกิดขึ้นนั้นเป็นผลมาจากสองส่วนหลักคือ ส่วนของบริเวณปลดพาหะและส่วนของจนวนไฟฟ้าที่ขั้วเกต โดยในส่วนที่เปลี่ยผลมาจากจนวนไฟฟ้าที่ขั้วเกตจะมีสองตัวด้วยกันคือ C_{ge} และ C_{ox} ซึ่งปกติแล้วจะสามารถหาค่าได้จากสมการที่ (2.1) (Neamen, 2011)

$$C = \frac{\epsilon_{ox} A}{t_{ox}} \quad (2.1)$$

เมื่อ ϵ_{ox} คือค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity) ของออกไซด์ (F/m), t_{ox} คือขนาดความหนาของออกไซด์ (m), และ A คือขนาดพื้นที่บริเวณที่เกิดความจุไฟฟ้าแต่ละส่วน (m^2)

และในส่วนของค่าความจุไฟฟ้าภายในตัวอื่น ที่นอกเหนือจากสองตัวดังกล่าว ซึ่งเป็นผลมาจากบริเวณปลดพาหะที่เกิดขึ้น สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.2) (Neamen, 2011)

$$C = A_j \left[\frac{e \epsilon_s N_a N_d}{2(V_{bi} + V_R)(N_a + N_d)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

เมื่อ A_j คือขนาดพื้นที่ตรงรอยต่อพีเอ็นในบริเวณที่เกิดความจุไฟฟ้าแต่ละส่วน (m^2), e คือประจุของอิเล็กตรอน (C), ϵ_s คือค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของสารกึ่งตัวนำ (F/m), N_a คือค่าความเข้มข้น

ของเอกเซบเตอร์ (cm^{-3}), N_d คือค่าความเข้มข้นของโดเนอร์ (cm^{-3}), V_{bi} ค่าศักย์ไฟฟ้าของรอยต่อ (V), V_R คือค่าแรงดันย้อนกลับที่เกิดขึ้นในแต่ละรอยต่อ (V)



บทที่ 3

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องสำหรับการสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรม

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ที่ใช้สำหรับการสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรม ซึ่งประกอบด้วยระเบียบวิธีเชิงตัวเลข Least Squares Regression และ Bilinear Interpolation สำหรับสร้างสมการที่ครอบคลุม DC Characteristics และใช้วิธี Preconditioned Conjugate Gradient สำหรับหาผลเฉลยของระบบสมการของวงจรในลักษณะของการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Circuit Simulation) และในส่วนสุดท้ายของบทนี้จะเกี่ยวกับการหาค่าวงจรสมมูลของโหลดในวงจรเหนี่ยวนำความร้อน

3.1 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องสำหรับการสร้างโมเดล IGBT

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องสำหรับการสร้างโมเดล IGBT โดยจะแบ่งเป็นสามส่วน ส่วนแรกคือส่วนของทฤษฎีที่ใช้สำหรับสร้างสมการที่สอดคล้องกับการนำกระแสของ IGBT ซึ่งก็คือวิธีการ Least Squares Regression และ Bilinear Interpolation ส่วนที่สองเกี่ยวข้องกับวิธีการที่ใช้ในการแก้สมการหาค่าความจุไฟฟ้าภายใน Newton-Raphson และส่วนสุดท้าย Preconditioned Conjugate Gradient จะเป็นวิธีสำหรับใช้ในการแก้ปัญหาระบบสมการของวงจร

3.1.1 Least Squares Regression by Polynomials

Least Squares Regression เป็นเทคนิคทางด้านสถิติ โดย Regression เป็นกระบวนการทางสถิติที่ใช้ประมาณความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรต้นและตัวแปรตามของข้อมูลบางอย่าง และ Least Squares เป็นกระบวนการในการหาความพอดีหรือความคลาดเคลื่อนระหว่างชุดของข้อมูลโดยคำนวณจากผลรวมของเศษตกค้างในแต่ละจุดของ (กราฟ) ข้อมูล

เนื่องจากว่ากราฟข้อมูล DC Characteristics ของ IGBT ไม่ได้อยู่ในลักษณะที่เป็นเชิงเส้น ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ Polynomials ในการประมาณหาฟังก์ชันหรือสมการของกราฟดังกล่าว ซึ่งเป็นการสร้างสมการของความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter และกระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter ในแต่ละระดับของแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter โดยที่ Least Squares Regression by Polynomials สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปทั่วไปของแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter, กระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter, และแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter ได้ดังสมการที่ (3.1) (Chapra, 2005)

$$I_{CE,k}(V_{CE}) = a_0 + a_1 V_{CE} + a_2 V_{CE}^2 + \dots + a_m V_{CE}^m \quad (3.1)$$

เมื่อ I_{CE}^k คือกระแสที่ไหลจาก Collector ไป Emitter, V_{CE} คือแรงดันที่ตกคร่อมระหว่าง Collector และ Emitter, โดยที่ k คือตัวแปรกำกับว่าสมการดังกล่าวเป็นของกราฟที่แรงดันตกคร่อมระหว่าง Gate และ Emitter มีค่าเท่าไร (ตัวอย่างเช่น $V_{GE}=0, 8, 10, 12, 15, 20$), และ $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ คือค่าสัมประสิทธิ์ใช้สำหรับสร้างสมการที่สอดคล้องกับข้อมูลของกราฟกระแสและแรงดัน โดยที่ตัวแปร m จะต้องมีค่าน้อยกว่าผลรวมของจำนวนของข้อมูลทั้งหมดลบหนึ่ง ($m < n-1$) จากนั้นกำหนดให้หนึ่งชุดของข้อมูลประกอบด้วยจำนวนข้อมูลจำนวน n จุดให้อยู่ในรูปแบบของ $(V_{CE}^i, I_{CE,k}^i)$ โดยที่ i คืออินเดกซ์ (Index) ของข้อมูล โดย $i=1, 2, 3, \dots, n$ และนอกจากนี้แล้วเงื่อนไขที่ผู้วิจัยเลือกใช้สำหรับการเลือกกราฟที่สอดคล้องกับข้อมูลที่สุดคือวิธี Least Squares ซึ่งเราสามารถหาค่านี้ได้จากผลรวมกำลังสองของค่าคลาดเคลื่อนโดยใช้พหุนามในการประมาณค่าของทุกๆจุด V_{CE}^i ได้ดังสมการที่ (3.2)

$$S_e = \sum_{i=1}^n e_i^2 = \sum_{i=1}^n [I_{CE,k}^i - I_{CE,k}(V_{CE}^i)]^2 \quad (3.2)$$

ซึ่ง $I_{CE,k}^i$ คือข้อมูลตั้งต้นที่นำมาจากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter และกระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter ของ IGBT และ $I_{CE,k}$ คือฟังก์ชันที่ได้จากรูปที่ 3.1 เราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ได้ดังสมการที่ (3.3)

$$r = \sqrt{\frac{S - S_e}{S}} \quad (3.3)$$

โดยที่ค่าผลรวมของกำลังสองของค่าเบี่ยงเบน (S) สามารถหาได้ดังสมการที่ (3.4)

$$S = \sum_{i=1}^n (I_{CE,k}^i - \bar{I}_{CE,k})^2 \quad (3.4)$$

และค่าเฉลี่ยของข้อมูลตั้งต้น ($\bar{I}_{CE,k}$) สามารถหาได้ดังสมการที่ (3.5)

$$\bar{I}_{CE,k} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_{CE,k}^i \quad (3.5)$$

โดยที่เงื่อนไขของการยอมรับได้ ที่ใช้ในการตัดสินใจว่าสมการของเส้นโค้งที่ได้จากข้อมูลนั้นสามารถยอมรับได้หรือไม่จะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ r ถ้าหากค่า $r \rightarrow 1$ หมายความว่าสมการของเส้นโค้งที่ได้นี้สามารถยอมรับได้ หรือยอมรับให้ใช้เป็นตัวแทนของพฤติกรรมของ IGBT ณ ชุดของข้อมูลนั้นได้

สำหรับวิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์ $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ สามารถหาได้จากระบบสมการที่ (3.6)

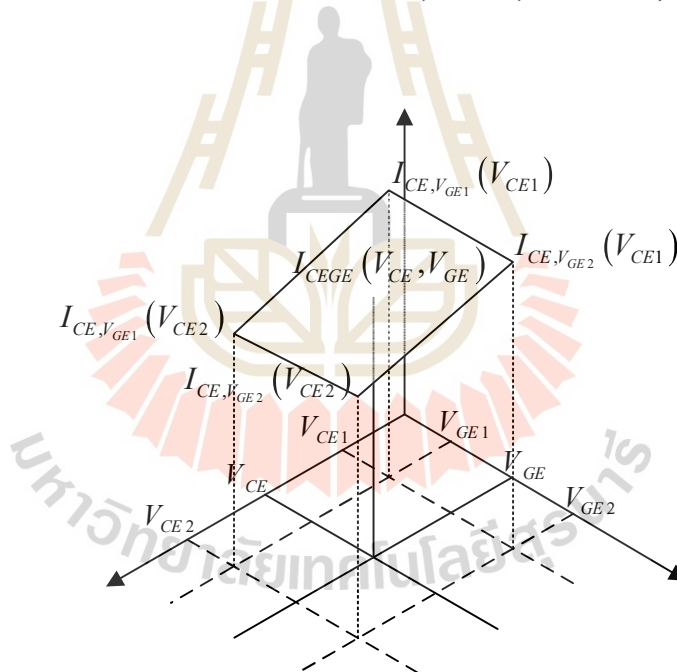
$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n 1 & \sum_{i=1}^n V_{CE}^i & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^2 & \dots & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^m \\ \sum_{i=1}^n V_{CE}^i & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^2 & \ddots & \ddots & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^{m+1} \\ \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^2 & \ddots & \ddots & \ddots & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^{m+2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^m & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^{m+1} & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^{m+2} & \dots & \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^{m+m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n I_{CE}^i \\ \sum_{i=1}^n V_{CE}^i I_{CE}^i \\ \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^2 I_{CE}^i \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^n (V_{CE}^i)^m I_{CE}^i \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

โดยทำการแก้ระบบสมการที่ (3.6) จะได้คำตอบเป็นรากของสมการซึ่งก็คือค่าสัมประสิทธิ์ $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$

จากสมการที่ (3.1) จนถึงสมการ (3.6) คือกระบวนการทั้งหมดของวิธี Least Squares Regression by Polynomials ซึ่งวิธีการนี้จะทำให้ได้สมการที่ครอบคลุมพฤติกรรมของ IGBT ในแต่ละเส้นกราฟหรือในแต่ละระดับของแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter ซึ่งจะเห็นได้ว่าในหนึ่งสมการไม่สามารถทำให้ครอบคลุมทั้งหมดของเส้นกราฟที่เป็นพฤติกรรมของ IGBT หรือไม่ได้ครอบคลุมในทุกค่าของแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter ดังนั้นในหัวข้อถัดไปจะกล่าวถึงวิธีการเพิ่มเติมที่เข้าร่วมกับวิธีการนี้เพื่อให้ได้สมการที่ครอบคลุมพฤติกรรมของ IGBT ทั้งหมด

3.1.2 Bilinear Interpolation Method

ในส่วนนี้จะเป็นส่วนที่สองคือ Bilinear Interpolation เป็นวิธีการเพิ่มเติมที่จะใช้ร่วมกับวิธีการก่อนหน้านี้ Least Squares Regression by Polynomials เพื่อให้ได้สมการที่ครอบคลุมพฤติกรรมของ IGBT ทั้งหมดซึ่งก็คือคือความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter และแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter ซึ่งจากข้อมูลพฤติกรรมของ IGBT ที่ได้จากเครื่องมือวัดหรือที่ได้เอกสารข้อมูลจำเพาะที่แสดงความสัมพันธ์ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นนั้น มีลักษณะของข้อมูลที่อยู่ในรูปแบบที่เรียกว่า Rectilinear Grids ที่ทำให้สามารถใช้วิธี Bilinear Interpolation ในการสร้างสมการพื้นผิวที่มีความครอบคลุมพฤติกรรมทางไฟฟ้า DC ทั้งหมดของ IGBT ได้ โดยแผนภาพโครงสร้างของการประมาณในสองมิติในพิกัดคาร์ทีเซียนของวิธี Bilinear Interpolation สามารถนำเสนอออกมาในลักษณะของสมการพื้นผิวที่ประกอบไปด้วยสามแกนคือ I_{CE} , V_{CE} , และ V_{GE} ดังรูปที่ 3.1 และสมการในรูปทั่วไปของวิธี Bilinear Interpolation สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.7) (Jain, Kasturi, & Schunck, 2016)



รูปที่ 3.1 การประมาณในสองมิติในพิกัดคาร์ทีเซียนของวิธี Bilinear Interpolation

$$I_{CEGE}(V_{CE}, V_{GE}) = b_1 + b_2 V_{CE} + b_3 V_{GE} + b_4 V_{CE} V_{GE} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) มีค่าสัมประสิทธิ์ที่อยู่สี่ตัวด้วยกันคือ b_1, b_2, b_3 , และ b_4 โดยที่ b_1 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.8)

$$b_1 = \frac{V_{CE2}V_{GE2}I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE1}) - V_{CE2}V_{GE1}I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE1}) - V_{CE1}V_{GE2}I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE2}) + V_{CE1}V_{GE1}I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})} \quad (3.8)$$

b_2 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.9)

$$b_2 = \frac{-V_{GE2}I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE1}) + V_{GE1}I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE1}) + V_{GE2}I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE2}) - V_{GE1}I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})} \quad (3.9)$$

b_3 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.10)

$$b_3 = \frac{-V_{CE2}I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE1}) + V_{CE2}I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE1}) + V_{CE1}I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE2}) - V_{CE1}I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})} \quad (3.10)$$

และ b_4 สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.11)

$$b_4 = \frac{I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE1}) - I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE1}) - I_{CE,V_{GE1}}(V_{CE2}) + I_{CE,V_{GE2}}(V_{CE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})} \quad (3.11)$$

จากวิธีการของ Bilinear Interpolation จากสมการที่ (3.7) ไปจนถึงสมการที่ (3.11) ร่วมกับวิธี Least Squares Regression by Polynomials จะได้สมการที่ครอบคลุมพฤติกรรมทาง ไฟฟ้า DC ทั้งหมดของ IGBT ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงระเบียบวิธีที่ใช้ในการแก้ปัญหาการหารากของสมการที่ใช้หาค่าความจุไฟฟ้าภายใน ซึ่งเป็นค่าที่อยู่ในวงจรสมมูลในโมเดล IGBT ที่นำเสนอ ซึ่งจะ เป็นตัวแทนของพฤติกรรมหรือคุณสมบัติในการสวิตช์หรือการเปลี่ยนผ่านสถานะจากสภาพที่ไม่ ยอมให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปเป็นสภาพที่ยอมให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านของ IGBT

3.1.3 Newton-Raphson Method

ในส่วนนี้จะเป็นส่วนที่สามคือ Newton-Raphson เป็นระเบียบวิธีสำหรับใช้หารากของสมการในกรณีที่สมการมีความซับซ้อนที่การวิเคราะห์แบบทั่วไปนั้นทำได้ยุ่งยาก ซึ่งวิธีนี้จะถูกนำไปใช้ในการหาค่าตอบรากของสมการที่ใช้หาค่าความจุไฟฟ้าภายใน ซึ่งเป็นค่าที่อยู่ในวงจรสมมูลที่เป็นโมเดล IGBT โดยจุดเริ่มต้นของระเบียบวิธี Newton-Raphson สามารถแสดงได้ในลักษณะของสมการที่อยู่ในรูปทั่วไปในแบบอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชัน $f(x)$ (ฟังก์ชันนี้จะถูกแทนด้วยสมการที่ใช้หาค่าความจุไฟฟ้าภายในซึ่งจะได้กล่าวต่อไปในบทที่ 4 หัวข้อที่ 4.2) ที่มีการกระจายรอบจุด x ที่ $x = x_0$ ได้ดังสมการที่ (3.12) (Chapra, 2005)

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0) \cdot (x - x_0) + \dots + \frac{1}{n!} f^{(n)}(x_0) \cdot (x - x_0)^n + \dots \quad (3.12)$$

ซึ่งในทางปฏิบัตินั้น x ก็คือตัวแปรของค่าความจุไฟฟ้าภายใน (C) ที่ไม่ทราบค่าที่ต้องการจะหา จากสมการที่ (3.12) การประมาณค่าด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ถ้าจุดที่ใช้ในการประมาณค่านั้นอยู่ไม่ห่างจากจุด x_0 หรือ $x - x_0 \rightarrow 0$ มีค่าเข้าใกล้ศูนย์หรือมีค่าน้อย สามารถประมาณค่าของฟังก์ชัน $f(x)$ ได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์แค่สองพจน์แรกก็เพียงพอสำหรับแก้ปัญหานี้ โดยสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.13)

$$f(x) \approx f(x_0) + f'(x_0) \cdot (x - x_0) \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.13) เมื่อจัดให้อยู่ในรูป $f(x) = 0$ สามารถหารากของสมการได้ดังสมการที่ (3.14)

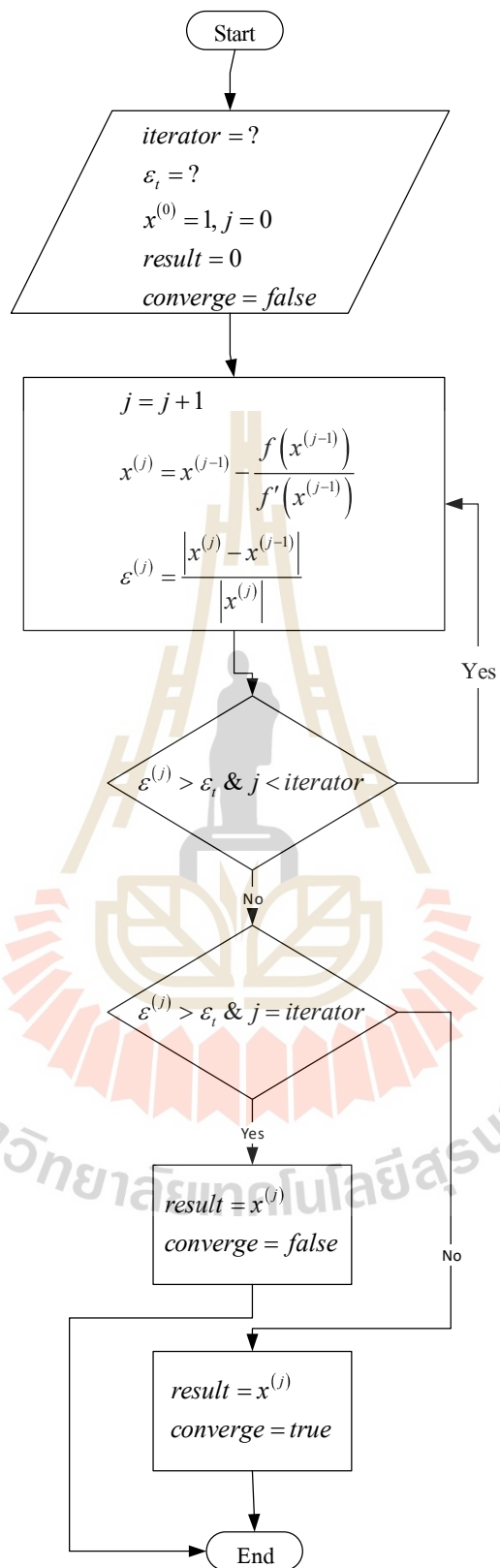
$$x = x_0 - \frac{f(x_0)}{f'(x_0)} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.14) สามารถจัดให้อยู่ในรูปความสัมพันธ์แบบเวียนเกิด (Recurrence Relation) ได้ดังสมการที่ (3.15)

$$x^j = x^{(j-1)} - \frac{f(x^{(j-1)})}{f'(x^{(j-1)})} \quad (3.15)$$

สำหรับขั้นตอนวิธีหรืออัลกอริทึม (Algorithm) ที่ใช้ในกระบวนการหารากของสมการ โดยระเบียบวิธีของ Newton-Raphson สามารถนำเสนอได้ในลักษณะของแผนผังการทำงานของโปรแกรม (Flowchart) ได้ดังรูปที่ 3.2 จากในรูป *iterator* ค่าจำนวนรอบสูงสุดที่โปรแกรมจะทำงานหรือคำนวณ, ε , คือค่าคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้, $x^{(0)}$ คือค่า x เริ่มต้น, j คือค่ารอบที่เริ่มต้น, *result* คือตัวแปรสำหรับเก็บคำตอบ, และ *converge* คือตัวแปรสำหรับเก็บค่าสถานะการคู่เข้า





รูปที่ 3.2 แผนผังการทำงานของโปรแกรมสำหรับระเบียบวิธีของ Newton-Raphson

จากระเบียบวิธีของ Newton-Raphson ตั้งแต่สมการที่ (3.12) ไปจนถึงสมการที่ (3.15) และขั้นตอนวิธีหรืออัลกอริทึมที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 จะได้วิธีสำหรับใช้หาค่าของสมการที่ใช้หาค่าความจุไฟฟ้าภายใน โมเดล IGBT ที่นำเสนอ มาถึงตรงนี้จะได้วิธีการหาค่าใน โมเดล IGBT ทั้งหมดแต่ยังไม่สามารถแก้ปัญหาทางจรหรือวิเคราะห์ทางจรซึ่งจะอยู่ในลักษณะของระบบสมการ ในหัวข้อถัดไปจะเป็นเรื่องของวิธีการที่ใช้ในการแก้ระบบสมการที่ได้จากการวิเคราะห์ทางจร

3.2 ระเบียบวิธี Preconditioned Conjugate Gradient

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงระเบียบวิธี Preconditioned Conjugate Gradient ที่ใช้สำหรับแก้ระบบสมการที่ได้จากการวิเคราะห์ทางจร ซึ่งเป็นวิธีที่จะทำให้สามารถคำนวณค่าของแรงดันไฟฟ้าในแต่ละจุดของวงจรและค่าของกระแสไฟฟ้าในแต่ละแขนงของวงจรที่เวลาใดๆหรือในโดเมนเวลาได้ โดยระเบียบวิธี Preconditioned Conjugate Gradient Method for Normal Equation (PCGNE) (Shewchuk, 1994) จะใช้สำหรับแก้ระบบสมการปกติที่วิเคราะห์ได้จากวงจรที่อยู่ในลักษณะที่แสดงในสมการที่ (3.16) จนถึงสมการที่ (3.19) โดยที่ตัวแปรไม่ทราบค่า x สามารถเป็นแรงดันไฟฟ้าที่ไม่ทราบค่าหรือกระแสไฟฟ้าที่ไม่ทราบค่า ณ โหนดหรือแขนงใดๆในวงจรไฟฟ้าที่ต้องการวิเคราะห์ ในส่วนของตัวแปร a จะเป็นตัวแปรที่ทราบค่าหรือเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่วางอยู่ร่วมกับตัวแปรแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าที่วิเคราะห์ได้จากวงจร และ b คือตัวทราบค่าที่วางตัวอยู่ทางฝั่งขวาของเครื่องหมายเท่ากับในสมการหรือวางตัวอยู่ในตำแหน่งใดๆในสมการ โดยที่ตำแหน่งนั้นต้องไม่ใช่สัมประสิทธิ์ของตัวแปรไม่ทราบค่า

$$a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3 + a_{14}x_4 = b_1 \quad (3.16)$$

$$a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{23}x_3 + a_{24}x_4 = b_2 \quad (3.17)$$

$$a_{31}x_1 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 + a_{34}x_4 = b_3 \quad (3.18)$$

$$a_{41}x_1 + a_{42}x_2 + a_{43}x_3 + a_{44}x_4 = b_4 \quad (3.19)$$

โดยที่รูปแบบที่เหมาะสมที่สามารถนำไปใช้ในกระบวนการของวิธี PCGNE นั้นควรจะอยู่ในรูปของเมทริกซ์ จากสมการที่ (3.16) จนถึงสมการที่ (3.19) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปในรูปแบบเมทริกซ์ได้ดังสมการที่ (3.20) เมื่อ m คือจำนวนแถวของเมทริกซ์และ n คือจำนวนคอลัมน์ของเมทริกซ์ โดยมีข้อกำหนดว่าขนาดของเมทริกซ์ที่สามารถนำไปวิเคราะห์โดยใช้วิธี PCGNE ได้นั้นจำนวนแถว m จะต้องเท่ากับจำนวนคอลัมน์ n

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \ddots & \ddots & a_{2n} \\ a_{31} & \ddots & \ddots & \ddots & a_{3n} \\ \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ a_{m1} & a_{m2} & a_{m3} & \cdots & a_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ \vdots \\ b_m \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.20) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้ดังสมการที่ (3.21) โดยให้เมทริกซ์สัมประสิทธิ์ a ถูกเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ A , เมทริกซ์ตัวแปรไม่ทราบค่า x ถูกเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ X , และเมทริกซ์ตัวทราบค่า b ถูกเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ B

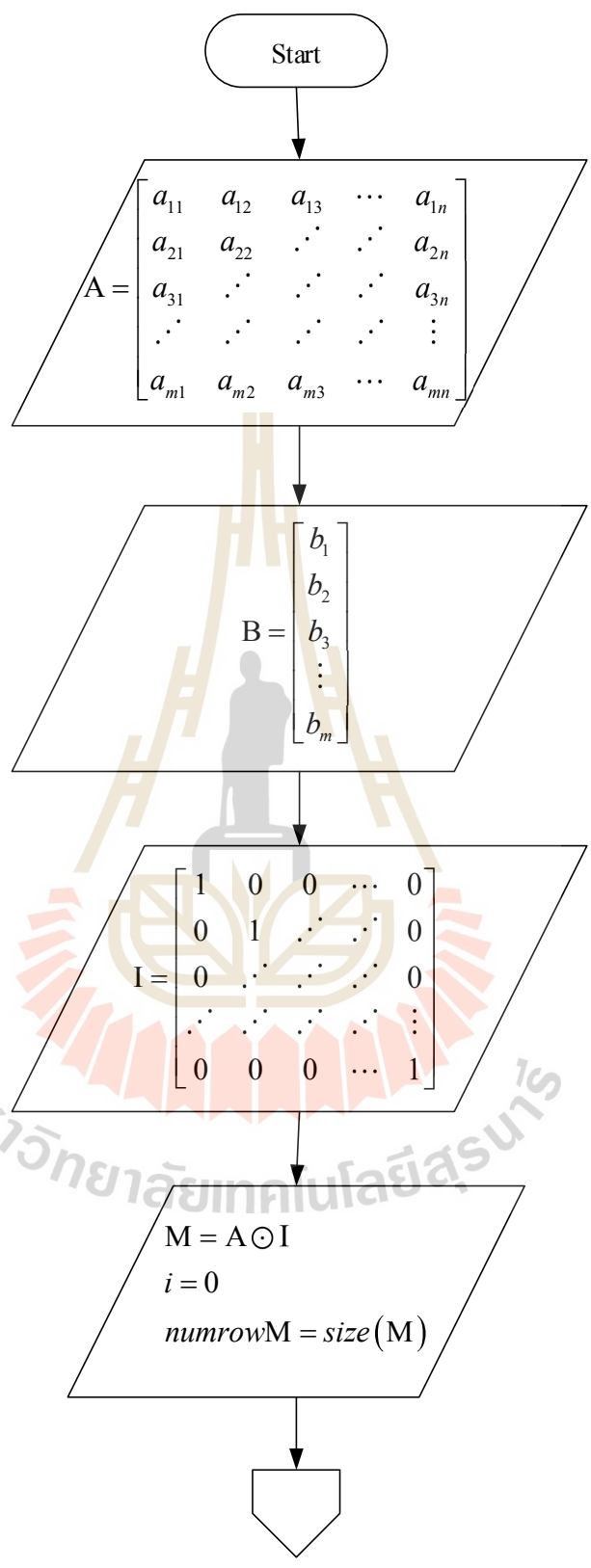
$$AX = B \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.20) และสมการที่ (3.21) คือรูปทั่วไปและรูปอย่างง่ายของเมทริกซ์ที่สามารถนำไปใช้ในกระบวนการของระเบียบวิธี PCGNE ได้ ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงขั้นตอนวิธีหรืออัลกอริทึมที่ใช้ในกระบวนการของ PCGNE ซึ่งสามารถเขียนอธิบายเป็นแผนผังการทำงานได้ดังรูปที่ 3.3 จนถึงรูปที่ 3.5

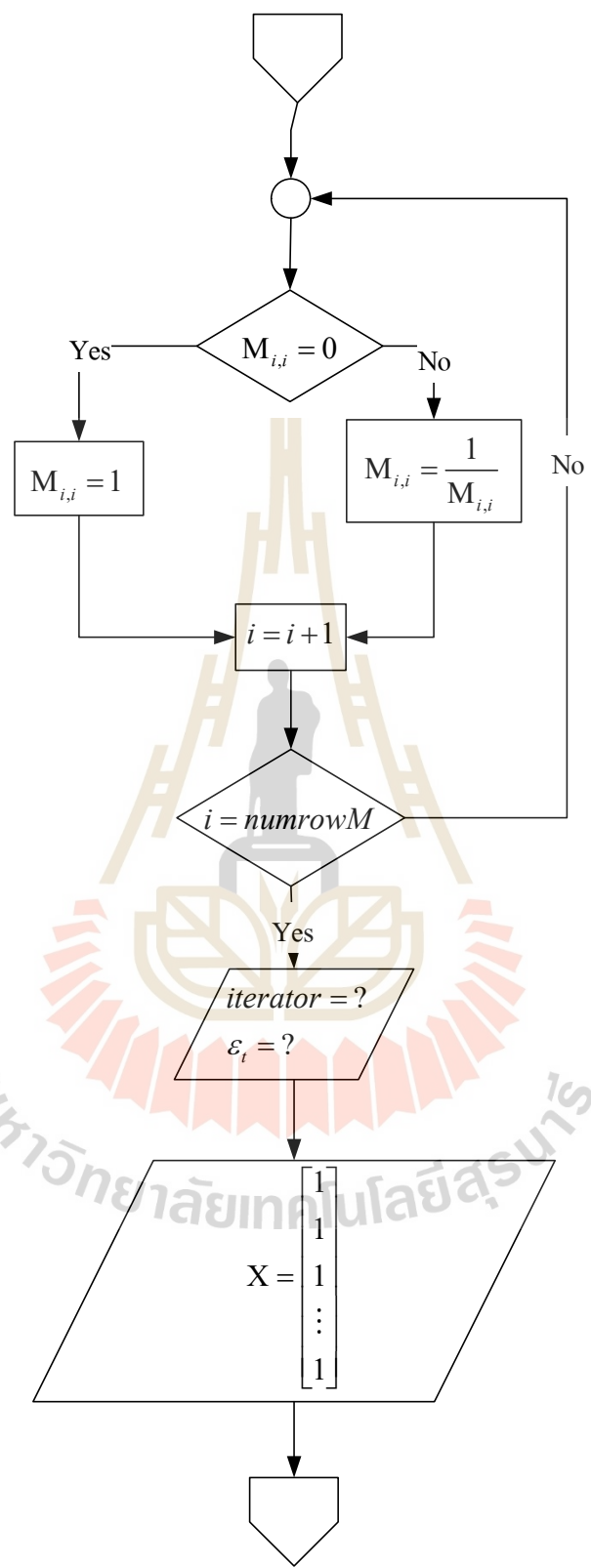
จากรูปที่ 3.3 A คือเมทริกซ์เก็บค่าสัมประสิทธิ์ทั้งหมดจากระบบสมการของวงจรถ, B คือเมทริกซ์เก็บตัวทราบค่าทั้งหมดที่ไม่ใช่สัมประสิทธิ์ในระบบสมการ, I คือเมทริกซ์เอกลักษณ์ที่ประกอบไปด้วยค่า 1 ในแนวทแยงซึ่งจะใช้สำหรับปรับสภาพเมทริกซ์ (Preconditioned) ก่อนการคำนวณ, M คือเมทริกซ์ที่จะใช้ในการปรับสภาพ, i คือตัวแปรสำหรับนับรอบ, และ $numrowM$ คือขนาดของเมทริกซ์ M

จากรูปที่ 3.4 *iterator* คือจำนวนรอบสูงสุดที่จะทำการคำนวณ, ϵ คือค่าคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้, X คือเมทริกซ์สำหรับเก็บคำตอบจากระบบการแก้ระบบสมการ

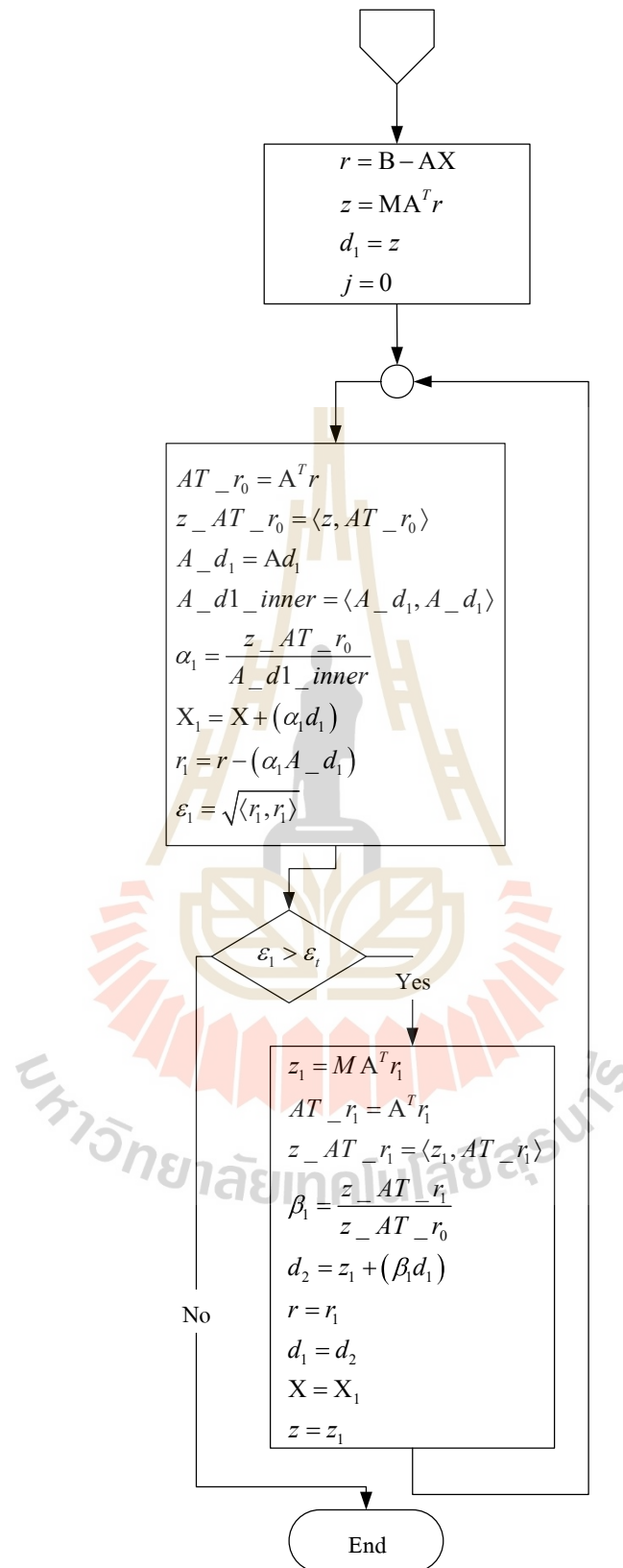
จากรูปที่ 3.5 เมื่อกระบวนการคำนวณสิ้นสุดลงคำตอบที่เป็นผลเฉลยของระบบสมการจะอยู่ในเวกเตอร์ผลเฉลย X_1 ที่คำนวณได้ในรอบสุดท้าย



รูปที่ 3.3 แผนผังการทำงานของโปรแกรมสำหรับระเบียบวิธี PCGNE



รูปที่ 3.4 แผนผังการทำงานของโปรแกรมสำหรับระเบียบวิธี PCGNE (ต่อ)



รูปที่ 3.5 แผนผังการทำงานของโปรแกรมสำหรับระเบียบวิธี PCGNE (ต่อ)

จากระเบียบวิธี PCGNE ตั้งแต่สมการที่ (3.16) ไปจนถึงสมการที่ (3.21) และขั้นตอนวิธีหรืออัลกอริทึมที่แสดงไว้ตั้งแต่รูปที่ 3.3 จนถึงรูปที่ 3.5 จะได้วิธีสำหรับแก้ระบบสมการที่ได้จากการวิเคราะห์ห้วงจร ซึ่งเป็นวิธีที่ทำให้สามารถคำนวณค่าของแรงดันและกระแสไฟฟ้าในแต่ละตำแหน่งของวงจรได้ ในหัวข้อถัดไปจะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรสมมูลของโหนดในวงจรเหนี่ยวนำความร้อน

3.3 การหาค่าวงจรสมมูลของโหนดในวงจรเหนี่ยวนำความร้อน

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับกระบวนการหาค่าวงจรสมมูลที่ใช้แทนที่โหนดที่วางอยู่ในขดลวดที่มีการสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบพลวัต (Dynamics of Magnetic Field) ซึ่งจะทำให้เกิดปรากฏการณ์ชักนำกระแสไหลวน (Eddy Currents) ขึ้นในโหนดตัวกลางที่วางอยู่ภายใต้ขดลวดดังกล่าว โดยเริ่มจากโมเดลทางคณิตศาสตร์ที่ใช้สำหรับแก้ปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสมการที่ครอบคลุมปริมาณและปรากฏการณ์ทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่ในรูปทั่วไปในระบบสมการเชิงอนุพันธ์มีทั้งหมด 4 สมการหลักเรียกว่าสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations) (Bastos & Sadowski, 2017) ดังที่ได้แสดงไว้ในสมการที่ (3.22) จนถึงสมการที่ (3.25)

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.22)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.23)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.24)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (3.25)$$

เมื่อ \vec{H} คือค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Intensity) มีหน่วยเป็น A/m, \vec{J} คือค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า (Electric Current Density) มีหน่วยเป็น A/m², \vec{D} คือค่าความหนาแน่นของฟลักซ์ไฟฟ้า (Electric Flux Density) มีหน่วยเป็น C/m², \vec{B} คือค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux Density) มีหน่วยเป็น T, \vec{E} คือค่าความเข้มสนามไฟฟ้า (Electric Field Intensity) มีหน่วยเป็น V/m, และ ρ คือค่าความหนาแน่นประจุไฟฟ้า (Electric Charge Density) มีหน่วยเป็น C/m³

ในกรณีของปรากฏการณ์เหนี่ยวนำความร้อนที่ในโดเมนเป้าหมายที่ต้องการแก้ปัญหาประกอบด้วยวัสดุธรรมดาและกระแสไฟฟ้ากระตุ้นที่ป้อนเข้าที่อินพุตของระบบเป็นสัญญาณราย

คาบที่มีความถี่ต่ำ กระแสจัด (Displacement Currents) จะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสที่ไหลในตัวนำ $|\partial \vec{D} / \partial t| \ll |\vec{J}|$ ทำให้เราสามารถละทิ้งพจน์ของกระแสจัดได้

สำหรับความสัมพันธ์ปรุ่่งแต่งหรือความสัมพันธ์ตามคุณสมบัติของเนื้อสาร (Constitutive Relations) ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ที่แสดงถึงคุณสมบัติของวัสดุตัวกลางที่แตกต่างกันเมื่อวางอยู่ภายใต้สนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยความสัมพันธ์นี้สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.26) จนถึงสมการที่ (3.28)

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.26)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (3.27)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.28)$$

เมื่อ μ คือค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Magnetic Permeability) มีหน่วยเป็น H/m, ϵ คือค่าสภาพยอมผ่านได้ทางไฟฟ้า (Electric Permittivity) มีหน่วยเป็น F/m, และ σ คือค่าสภาพนำไฟฟ้า (Electrical Conductivity) มีหน่วยเป็น S/m

โดยในกระบวนการของการแก้ปัญหาในเรื่องของตัวกลางที่วางอยู่ภายใต้สนามแม่เหล็กพลวัต ที่ทำให้เกิดกระแสไหลวนในตัวชิ้นงานและกระแสดังกล่าวส่งผลให้เกิดความร้อนจูล (Joule Heat) นั้น สามารถแก้ปัญหาคได้โดยใช้หลักการค้ปปล้ิงแบบ “A, V - A formulation” ซึ่งจะประกอบด้วยสามสมการคือสมการที่ (3.29) จนถึงสมการที่ (3.31) (Kuczmam, n.d.)

$$\nabla \cdot \sigma \left(-\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla V \right) = 0 \quad (3.29)$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) - \nabla \cdot (\nabla \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \nabla V = 0 \quad (3.30)$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) - \nabla (\nabla \cdot \vec{A}) = \vec{J}_s \quad (3.31)$$

เมื่อ $\nu = 1/\mu$ และความสัมพันธ์ระหว่าง A กับ B คือ $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ ซึ่งสมการที่ (3.29) และสมการที่ (3.30) จะถูกวิเคราะห์ในโดเมนของโหลดที่ถูกวางอยู่ภายในสนามแม่เหล็กพลวัต และสมการที่ (3.31) จะถูกวิเคราะห์ในโดเมนของอากาศหรือตัวกลางรอบๆ เมื่อ \vec{J}_s คือค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ากระตุ้นที่ป้อนเข้าที่ขดลวดอินพุต

จากทฤษฎีและสมการที่ได้กล่าวไปในข้างต้น ทำให้สามารถหาค่าวงจรสมมูลของโหลด
เหนี่ยวนำได้โดยใช้ CENOS Platform (“CENOS | 3D Simulation & Modelling Software for
Induction Heating,” n.d.) ซึ่งเป็นโปรแกรมในการจำลองชิ้นงานและขดลวดในปริภูมิสามมิติ ซึ่ง
โปรแกรมหาค่าจะทำการแก้ปัญหาที่ระบบระหว่างการคัปปลิงของสนามแม่เหล็กพลวัตและ
การชักนำกระแสในตัวชิ้นงานโดยใช้ระเบียบวิธีไฟไนต์เอลิเมนต์

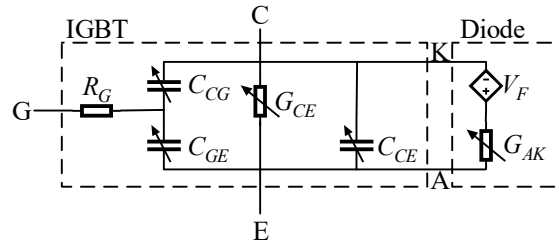


บทที่ 4

ระเบียบวิธีสำหรับการสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรม

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบหรือระเบียบวิธีที่ใช้ในการสร้าง โมเดล IGBT โดยใช้ทฤษฎีหรือหลักการที่ได้กล่าวไปในบทที่ผ่านมา โดยจะเริ่มจากวงจรสมมูลที่ผู้วิจัยนำเสนอ ต่อด้วยการออกแบบในส่วนของฟังก์ชันค่าความนำที่ครอบคลุมพฤติกรรมทางไฟฟ้า DC ของ IGBT และต่อการออกแบบและการหาค่าของค่าความจุไฟฟ้าภายในที่ครอบคลุมพฤติกรรมการเปลี่ยนสถานะของ IGBT

ในส่วนของวงจรสมมูลที่ผู้วิจัยนำเสนอ มีการใช้หลักแนวคิดของการมอง IGBT เป็น Black-Box เพื่อตอบสนองหรือแก้ปัญหาในแง่ของการสร้างโมเดล IGBT โดยที่ผู้สร้างโมเดลไม่สามารถทราบรายละเอียดหรือขนาดของ โครงสร้างภายในของ IGBT ได้ ตัวอย่างเช่น ขนาดของพื้นที่บริเวณเกต ขนาดของความหนาของฉนวนไฟฟ้าที่เกิด ขนาดของรอยต่อพีเอ็นแต่ละส่วน หรือปริมาณความเข้มข้นของการโด๊ปสาร แต่อย่างไรก็ตามวงจรสมมูลที่ผู้วิจัยนำเสนอก็ยังคงมีเค้าโครงหรือรากฐานมาจากโครงสร้างทางกายภาพของ IGBT ที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 ในรูปที่ 2.16 โดยที่วงจรสมมูลที่ผู้วิจัยนำเสนอนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าวงจรสมมูลที่นำเสนอมีองค์ประกอบน้อยกว่าที่มีอยู่ในวงจรสมมูลทางกายภาพในบทที่ 2 โดยมีการเปลี่ยนแปลงรายละเอียดหลายส่วนด้วยกัน เพื่อให้องค์ประกอบทุกตัวนั้นสามารถหาค่าได้โดยใช้เครื่องมือวัดทั่วไปที่มีอยู่ตามห้องปฏิบัติการร่วมกับวิธีที่ผู้วิจัยนำเสนอ ซึ่งจากวงจรสมมูลดังกล่าวประกอบด้วย ความจุไฟฟ้าภายใน C_{CG} ซึ่งเป็นผลกระทบบจาก C_d , C_{gd} และ C_{ox} ในรูปที่ 2.16, C_{CE} เป็นผลกระทบบจาก C_d และ C_{ce} , และสุดท้าย C_{GE} เป็นผลกระทบบจาก C_{ge} นอกจากนี้ในส่วนของ G_{CE} คือฟังก์ชันค่าความนำที่เป็นตัวจำลองการนำไฟฟ้าของ IGBT เมื่อมีการทำงาน ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับปริมาณการโด๊ปสารที่เป็นผลกระทบบต่อสภาพนำไฟฟ้าของสารกึ่งตัวนำที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 และส่วนที่เหลือ R_G คือความต้านทานที่เกิดที่จะส่งผลกระทบต่อการทำงานที่ตอบสนองที่เกิดขึ้น นอกจากนี้แล้วก็ยังมีส่วนของไดโอดซึ่งจะมีอยู่ข้างใน IGBT เบอร์ที่ผู้วิจัยใช้ทดสอบ ซึ่งตัวไดโอดจะประกอบด้วยสองส่วน G_{AK} คือฟังก์ชันค่าความนำที่เป็นตัวจำลองการนำไฟฟ้าของไดโอดเมื่อมีการทำงาน และ V_F คือแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะทำงาน



รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลของ โมเดล IGBT ที่นำเสนอ

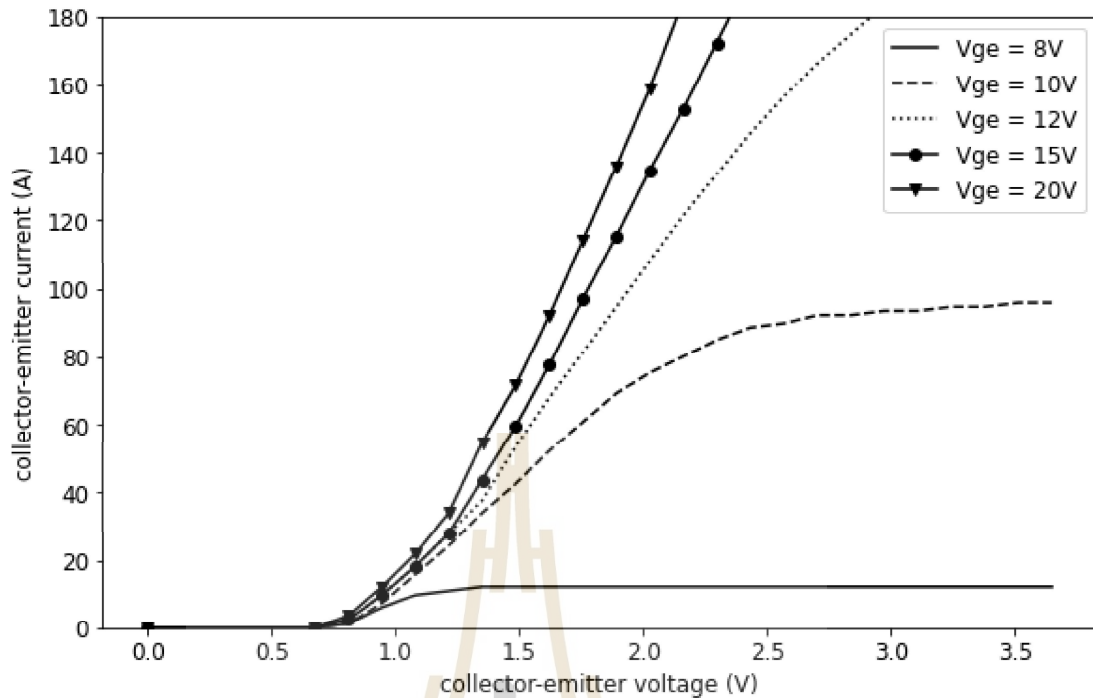
4.1 การออกแบบและการหาค่าฟังก์ชันค่าความนำของ IGBT

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงกระบวนการออกแบบฟังก์ชันค่าความนำของ IGBT ($G_{CE}(V_{CE}, V_{GE})$) ที่อยู่ในวงจรสมมูลรูปที่ 4.1 ซึ่งเมื่อพิจารณาจากกฎของโอห์ม (Ohm's Law) $V = IR$ หรือ $G = I/V$ จะสามารถหาฟังก์ชันค่าความนำนี้ได้จากความสัมพันธ์ของการไหลของกระแสไฟฟ้าจาก Collector ไป Emitter ที่สัมพันธ์กับค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม Collector กับ Emitter และค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม Gate กับ Emitter โดยฟังก์ชันค่าความนำดังกล่าวสามารถสร้างได้จากข้อมูลพฤติกรรมทางไฟฟ้าของ IGBT โดยไม่จำเป็นต้องใช้ข้อมูลคุณสมบัติทางกายภาพของ IGBT (Physical Properties) ซึ่งในส่วนแรกนั้นจะเป็นกระบวนการเก็บข้อมูลพฤติกรรมทางไฟฟ้า DC ของอุปกรณ์ IGBT ที่ต้องการ โดยในบทความนี้ได้นำเสนอโมเดล IGBT ของอุปกรณ์เบอร์ 2MBI100VA-120-50 (“2MBI100VA-120-50 Datasheet | Fuji Electric - Datasheetspdf.Com,” n.d.)

ในส่วนของการเก็บข้อมูลพฤติกรรมทางไฟฟ้า DC ของอุปกรณ์นั้น เราสามารถทำได้สองวิธี วิธีแรกคือใช้เครื่องมือวัด I-V Characteristic และวิธีที่สองคือทำการคัดแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ (Data Sheet) ในส่วนของกราฟคุณลักษณะ Collector Current, Collector-Emitter Voltage, และ Gate-Emitter Voltage โดยในบทความนี้ได้เสนอวิธีที่สองการคัดแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ โดยรายละเอียดของวิธีการและอัลกอริทึมที่สามารถดูได้ที่ภาคผนวก ข ในส่วนของการคัดแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ ซึ่งข้อมูลบางส่วนที่ได้จากกระบวนการนี้สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 4.2 จากตรงนี้ก็จะได้ข้อมูลสำหรับสร้างสมการ DC Characteristics ดังนั้นในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงการสร้างสมการจากข้อมูลที่ได้โดยใช้ระเบียบวิธี Least Squares Regression by Polynomials

ตารางที่ 4.1 ข้อมูลบางส่วนที่ได้จากกระบวนการปรับเทียบ

Collector-Emitter Voltage (V)	Collector-Emitter Current (A) at each Gate-Emitter Voltage				
	8 V	10 V	12 V	15 V	20 V
0	0	0	0	0	0
0.676	0	0	0	0	0
0.811	1.214	1.214	2.427	2.427	3.641
0.946	6.068	7.282	9.709	9.709	12.136
1.081	9.709	15.777	18.204	18.204	21.845
1.216	10.922	24.272	27.913	27.913	33.981
1.351	12.136	33.981	37.621	43.689	54.612
1.486	12.136	42.476	53.398	59.466	71.602
1.622	12.136	52.184	67.961	77.67	92.233
1.757	12.136	60.68	81.311	97.087	114.078
1.892	12.136	69.175	94.66	115.291	135.922
2.027	12.136	75.243	108.01	134.709	158.981
2.162	12.136	80.097	121.359	152.913	184.466
2.297	12.136	84.951	133.495	172.33	
2.432	12.136	88.592	145.631	191.748	
2.568	12.136	89.806	156.553		
2.703	12.136	92.233	166.262		
2.838	12.136	92.233	174.757		
2.973	12.136	93.447	183.252		
3.108	12.136	93.447	189.32		
3.243	12.136	94.66	195.388		
3.378	12.136	94.66	199.029		
3.514	12.136	95.874	202.67		
3.649	12.136	95.874			



รูปที่ 4.2 กราฟของข้อมูลที่คัดแยกได้

จากข้อมูลที่ได้จากการเปรียบเทียบสามารถนำไปใช้สร้างสมการโดยใช้วิธี Least Squares Regression by Polynomials ที่ได้กล่าวไปในบทที่ 3 ในหัวข้อย่อยที่ 3.1.1 Least Squares Regression by Polynomials โดยเริ่มจากข้อมูลในส่วนที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter เท่ากับ 8 V สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.1)

$$I_{CE,8}(V_{CE}) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.703855 \\ -0.037838 + 21.6397V_{CE} - 369.496(V_{CE})^2 + 2235.37(V_{CE})^3 - 6428.56(V_{CE})^4 \\ + 9750.11(V_{CE})^5 - 7975.32(V_{CE})^6 + 3333.3(V_{CE})^7 - 559.518(V_{CE})^8, & 0.703855 \leq V_{CE} < 1.32232 \\ 12.136, & V_{CE} \geq 1.32232 \end{cases} \quad (4.1)$$

ที่ 10 V สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.2)

$$I_{CE,10}(V_{CE}) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.682059 \\ -0.8137 + 29.8023V_{CE} - 146.241(V_{CE})^2 + 222.085(V_{CE})^3 - 119.032(V_{CE})^4 \\ + 27.4129(V_{CE})^5 - 2.32489(V_{CE})^6, & 0.682059 \leq V_{CE} < 3.43329 \\ 95.873, & V_{CE} \geq 3.43329 \end{cases} \quad (4.2)$$

ที่ 12 V สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.3)

$$I_{CE,12}(V_{CE}) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.684558 \\ 6.46642 - 59.1606V_{CE} + 82.3672(V_{CE})^2 - 14.2348(V_{CE})^3, & 0.684558 \leq V_{CE} < 3.22808 \\ 107.78 + 27.0083V_{CE}, & V_{CE} \geq 3.22808 \end{cases} \quad (4.3)$$

ที่ 15 V สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.4)

$$I_{CE,15}(V_{CE}) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.605108 \\ 1.59022 - 30.6318V_{CE} + 46.2789(V_{CE})^2, & V_{CE} \geq 0.605108 \end{cases} \quad (4.4)$$

ที่ 20 V สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.5)

$$I_{CE,20}(V_{CE}) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.633139 \\ 4.12014 - 44.2401V_{CE} + 59.5962(V_{CE})^2, & V_{CE} \geq 0.633139 \end{cases} \quad (4.5)$$

และที่ 7 V สามารถเขียนได้เป็น $I_{CE,7}(V_{CE}) = 0$

จากสมการที่ (4.1) ไปจนถึงสมการที่ (4.5) เป็นสมการที่ครอบคลุมข้อมูลที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter เท่ากับค่าใดค่าหนึ่งเพียงเท่านั้น ซึ่งยังไม่ครอบคลุมพฤติกรรมทางไฟฟ้า DC ของ IGBT ทั้งหมด จึงจำเป็นต้องใช้วิธีการ Bilinear Interpolation ตั้งแต่สมการที่ (3.7) ไปจนถึงสมการที่ (3.11) เข้ามาช่วยเพื่อให้ได้สมการที่ครอบคลุมพฤติกรรมของ IGBT ทั้งหมดซึ่งก็คือคือความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter และแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter ที่ค่าใดๆในช่วง 0 โวลต์จนถึง 20 โวลต์ โดยเริ่มจากการหาค่าของ V_{CE1} ที่อยู่ในสมการที่ (3.8) ไปจนถึงสมการที่ (3.11) ซึ่งเป็นค่าที่มีค่าน้อยกว่า V_{CE} เป้าหมายของ I_{CE} ที่ต้องการหาค่า โดยมีค่าน้อยกว่าเพียงเล็กน้อยซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (4.6)

$$V_{CE1} = V_{CE} - \Delta V_{CE} \quad (4.6)$$

และ V_{CE2} สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการที่ (4.7)

$$V_{CE2} = V_{CE} + \Delta V_{CE} \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.6) และสมการที่ (4.7) ค่าของ ΔV_{CE} จะต้องมีค่าน้อยเพื่อให้การประมาณค่าของ V_{CE} เป้าหมายออกมาใกล้เคียงกับข้อมูลจริงมากที่สุด โดยจากการทดสอบปรับจูนค่าดังกล่าวพบว่า ที่ค่า ΔV_{CE} มีค่าเท่ากับ 0.1 เป็นค่าที่สามารถยอมรับได้และให้การประมาณค่าของ V_{CE} ออกมาใกล้เคียงกับข้อมูลของกราฟ

ในส่วนที่ผ่านมามีได้กล่าวถึงวิธีการหาค่าของ V_{CE1} และค่าของ V_{CE2} โดยวิธีการดังกล่าวได้แสดงไว้ในสมการที่ (4.6) และสมการที่ (4.7) โดยต่อจากนี้เป็นส่วนถัดจากส่วนที่แล้ว ซึ่งจะกล่าวถึงวิธีการหาค่าของ V_{GE1} และค่าของ V_{GE2} ที่อยู่ในสมการที่ (3.8) ไปจนถึงสมการที่ (3.11) ซึ่งเป็นค่าที่อยู่ในช่วงที่ครอบคลุมค่า V_{GE} เป้าหมายของ I_{CE} ที่ต้องการหาค่า ซึ่งความสัมพันธ์สำหรับการหาค่าของ V_{GE1} สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.8)

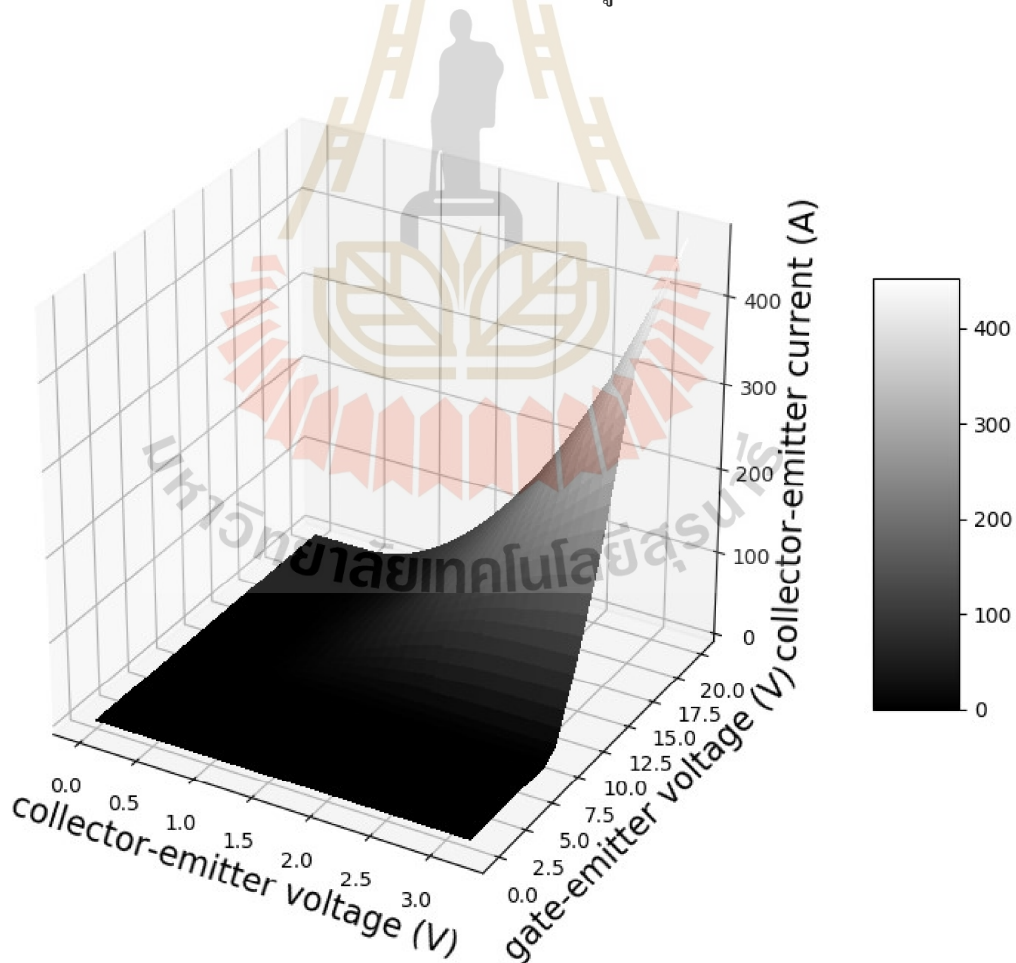
$$V_{GE1} = \begin{cases} 0, & 0 \leq V_{GE} < 8 \\ 8, & 8 \leq V_{GE} < 10 \\ 10, & 10 \leq V_{GE} < 12 \\ 12, & 12 \leq V_{GE} < 15 \\ 15, & 15 \leq V_{GE} < 20 \\ 15, & V_{GE} \geq 20 \end{cases} \quad (4.8)$$

และความสัมพันธ์สำหรับการหาค่าของ V_{GE2} สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.9)

$$V_{GE2} = \begin{cases} 8, & 0 \leq V_{GE} < 8 \\ 10, & 8 \leq V_{GE} < 10 \\ 12, & 10 \leq V_{GE} < 12 \\ 15, & 12 \leq V_{GE} < 15 \\ 20, & 15 \leq V_{GE} < 20 \\ 20, & V_{GE} \geq 20 \end{cases} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (3.8) ไปจนถึงสมการที่ (3.11) และสมการที่ (4.6) ไปจนถึงสมการที่ (4.9) จะได้สมการที่ครอบคลุมความสัมพันธ์ทั้งหมดระหว่างกระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter ที่ขึ้นอยู่กับ

กับแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter และแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter ที่ค่าใดๆ โดยเราสามารถหาค่าของกระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter ดังกล่าวได้จากสมการที่ (3.7) ซึ่งอยู่ในลักษณะของสมการที่มีสามแกน โดยมีแกนของแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter และแรงดันที่ตกคร่อม Gate-Emitter เป็นแกนของค่าอินพุตของฟังก์ชันกระแสที่ไหลผ่าน Collector-Emitter ที่ต้องการหา โดยสมการดังกล่าวที่ครอบคลุมพฤติกรรมทางไฟฟ้า DC ทั้งหมด ที่ได้จากข้อมูลของ IGBT เบอร์ 2MBI100VA-120-50 สามารถทำการพล็อตกราฟพื้นผิว (Surface Plot) ได้ดังรูปที่ 4.3 โดยจากรูปดังกล่าวจะเห็นได้ว่าภาพการพล็อตกราฟที่ได้จากสมการที่สร้างขึ้นโดยวิธีการ Least Squares Regression ร่วมกับ Bilinear Interpolation มีความครอบคลุมช่วงของข้อมูลที่ได้จาก IGBT เบอร์ 2MBI100VA-120-50 ทั้งหมด ถึงตรงนี้จะเห็นได้ว่าจากสองวิธีการดังกล่าวทำให้ได้มาซึ่งสมการที่ครอบคลุมช่วงของข้อมูลทั้งหมด แต่ยังคงไม่อยู่รูปของฟังก์ชันค่าความนำที่สามารถนำไปใช้วิเคราะห์ห้วงจรได้ ดังนั้นในส่วนถัดไปจะกล่าวถึงเรื่องของฟังก์ชันค่าความนำที่สัมพันธ์กับสมการพื้นผิวดังกล่าวว่าจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ในรูปค่าความนำได้อย่างไร



รูปที่ 4.3 ภาพแสดงการพล็อตกราฟที่ได้จากสมการของ IGBT เบอร์ 2MBI100VA-120-50

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงเรื่องของฟังก์ชันค่าความนำที่สัมพันธ์กับสมการที่ได้จากส่วนที่ผ่านมา โดยฟังก์ชันค่าความนำที่อยู่ในรูปที่พร้อมนำไปใช้ในการวิเคราะห์วงจรสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.10) โดยที่ $V_T = 7V$

$$G_{CE}(V_{CE}, V_{GE}) = \begin{cases} 0, & V_{GE} \leq V_T \\ \frac{I_{CE}(V_{CE}, V_{GE}) - I_{CE}(V_{CE} - \Delta V_{CE}, V_{GE})}{\Delta V_{CE}}, & V_{GE} > V_T \end{cases} \quad (4.10)$$

ถึงตรงนี้จะได้ฟังก์ชันค่าความนำของ IGBT ที่พร้อมนำไปใช้งานในการวิเคราะห์วงจร ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงฟังก์ชันค่าความนำของตัวไดโอด (Freewheeling Diode) ซึ่งเป็นไดโอดที่ติดมากับ IGBT เบอร์ 2MBI100VA-120 โดยถูกสร้างขึ้นในตัว IGBT ดังกล่าวอยู่ก่อนแล้ว โดยเริ่มจากฟังก์ชันของกระแสแคโทด (Cathode Current) ซึ่งสามารถสร้างขึ้นโดยใช้วิธีเดียวกันกับฟังก์ชันกระแสของ IGBT ก่อนหน้านั้น โดยใช้วิธี Least Squares Regression จะได้สมการของฟังก์ชันกระแสของไดโอดดังสมการที่ (4.11)

$$I_{AK}(V_{AK}) = \begin{cases} 0, & V_{AK} < 0.685511 \\ 2.91465 - 19.4867V_{AK} + 7.35414(V_{AK})^2 + 21.6919(V_{AK})^3, & V_{AK} \geq 0.685511 \end{cases} \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) สามารถหาค่าฟังก์ชันค่าความนำของไดโอดได้ดังสมการที่ (4.12)

$$G_{AK}(V_{AK}) = \begin{cases} 0, & V_{AK} < V_F \\ \frac{I_{AK}(V_{AK}) - I_{AK}(V_{AK} - \Delta V_{AK})}{\Delta V_{AK}}, & V_{AK} \geq V_F \end{cases} \quad (4.12)$$

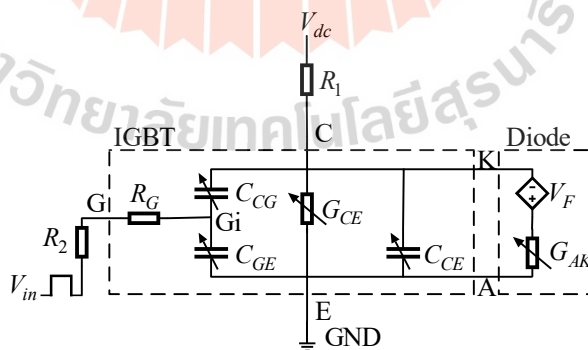
โดยที่ฟังก์ชันของแรงดันฟอวเวิร์ดคร่อมที่ตัวไดโอดขณะทำงาน (Forward on Voltage) สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.13)

$$V_F = \begin{cases} 0, & V_{AK} < 0 \\ 0.7, & V_{AK} \geq 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

ถึงตรงนี้จะได้ฟังก์ชันของค่าความนำทั้งในส่วนของ IGBT และส่วนของไดโอด ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวอยู่ในรูปที่พร้อมจะนำไปใช้งานในการวิเคราะห์วงจรตามวงจรสมมูลที่ได้นำเสนอในรูปที่ 4.1 จากรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่ายังมีค่าพารามิเตอร์บางตัวที่ยังไม่ทราบค่า ซึ่งเป็นค่าของตัวเก็บประจุที่อยู่ภายใน IGBT ตามวงจรสมมูลดังกล่าว ซึ่งกระบวนการหาค่าตัวเก็บประจุภายในทั้งหมดนั้นจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

4.2 การหาค่าความจุไฟฟ้าที่อยู่ภายใน IGBT

เนื่องจากโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอมีการยึดหลักการมอง IGBT เป็น Black-Box เพื่อหลีกเลี่ยงการใช้ข้อมูลโครงสร้างทางกายภาพ เพื่อให้โมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอ นั้นสามารถสร้างขึ้นได้ และสามารถหาค่าพารามิเตอร์ทุกตัวภายในโมเดลได้โดยใช้เครื่องมือวัดทั่วไปที่มีอยู่ตามห้องปฏิบัติการ ซึ่งก็คือออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) ทำให้ขั้นตอนในการหาค่าความจุไฟฟ้าที่อยู่ภายในนั้น จำเป็นต้องมีวงจรหรือชุดฮาร์ดแวร์สำหรับวัดค่า เพื่อนำไปใช้ในกระบวนการคำนวณหาค่าความจุไฟฟ้าภายในซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนต่อไป โดยวงจรหรือชุดฮาร์ดแวร์ดังกล่าวมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 4.4 และเพื่อให้การจำลองการเปลี่ยนสถานะของ IGBT มีความครอบคลุม ซึ่งจากการทดสอบผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ของวงจรลักษณะดังกล่าวพบว่า ควรให้ค่าความจุไฟฟ้าง่ายดังกล่าวมีค่าสองระดับ ผู้วิจัยจึงเรียกเทคนิคนี้ว่า เทคนิคค่าความจุไฟฟ้าภายในแบบสองระดับ โดยในกระบวนการหาค่าความจุไฟฟ้าภายในแบบสองระดับของ C_{CG} , C_{CE} , และ C_{GE} จำเป็นต้องทำการวัดค่าช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะของ IGBT จากชุดวงจรทางฮาร์ดแวร์สำหรับวัดค่าดังรูปที่ 4.4

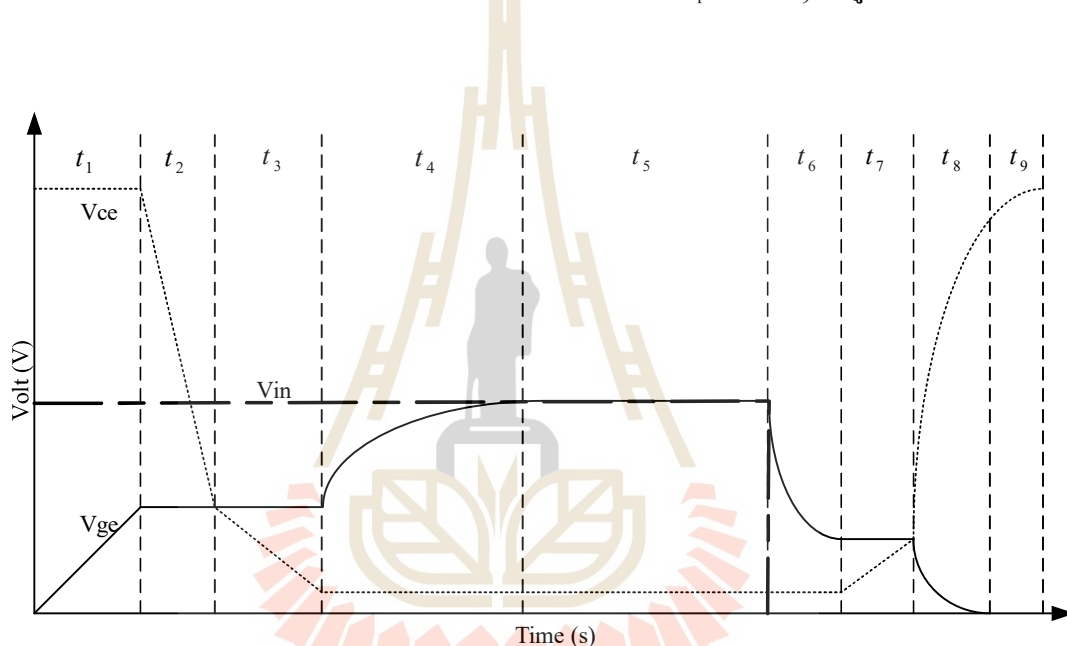


รูปที่ 4.4 วงจรสำหรับใช้ในกระบวนการวัดค่าการเปลี่ยนสถานะสำหรับหาค่าความจุไฟฟ้าภายใน

จากวงจรในรูปที่ 4.4 ทำการกำหนดค่าที่ต่ออยู่นอก IGBT ทั้งหมด ค่าของอุปกรณ์ตัวแรกคือ R_1 กำหนดให้มีความเท่ากับ 53.4 โอห์ม และค่าของอุปกรณ์ตัวที่สอง R_2 กำหนดให้มีความ

เท่ากับ 50 โอห์ม จากนั้นกำหนดค่าในส่วนของแหล่งจ่ายและสัญญาณป้อนเข้าที่อินพุต โดยกำหนดค่าแหล่งจ่าย V_{dc} ให้มีค่าเท่ากับ 48 โวลต์ และกำหนดให้สัญญาณป้อนเข้าอินพุต V_{in} ให้มีขนาดของแอมพลิจูดเท่ากับ 12 โวลต์ และให้มีลักษณะเป็นสัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างเท่ากับ 41.7 us โดยให้ค่า Rise Time และ Fall Time เท่ากับ 46 ns

หลังจากที่ทำการกำหนดค่าทั้งหมดตามที่ได้อธิบายมาในข้างต้นให้กับวงจรเป็นที่เรียบร้อยแล้ว จากนั้นทำการรันวงจรจริงแล้วทำการวัดค่าที่จุดวัดสัญญาณ V_{CE} และ V_{GE} โดยใช้ ออสซิลโลสโคป ซึ่งหลังจากที่ได้ทำการวัดค่าแล้วจะได้รูปสัญญาณที่มีลักษณะที่สามารถแบ่งช่วงของการเปลี่ยนสถานะของ IGBT ที่ทำการวัดได้ 9 สถานะคือ t_1 จนถึง t_9 ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สัญญาณที่วัดได้และสถานะทั้งหมดของ IGBT ที่ทำการวัดค่าจากวงจรที่กำหนด

จากรูปที่ 4.5 ลักษณะของการเปลี่ยนสถานะทั้งหมดสามารถนำไปใช้ในการหาค่าของความจุไฟฟ้าภายใน C_{CG} , C_{GE} และ C_{CE} ได้ โดยกระบวนการหาค่าความจุไฟฟ้าภายในนั้นจะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ การหาค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่หนึ่ง และการหาค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่สอง

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงกระบวนการหาค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่หนึ่ง ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่หนึ่งนี้จะปรากฏขึ้นเมื่อระดับของแรงดันไฟฟ้าภายในวงจรมันตรงตามเงื่อนไข คือ เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่คร่อม Collector-Gate มีค่ามากกว่า 0 หรือ $V_{CG} > 0$ โดยกำหนดให้ตัวแปร

สำหรับค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่หนึ่งมีดังนี้ C_{CG1} , C_{GE1} และ C_{CE1} ตามลำดับ โดยกระบวนการสำหรับใช้ในการหาค่าความจุไฟฟ้าทั้งสามดังกล่าวสามารถเริ่มได้จากสมการที่ (4.14)

$$V_T^+ = 12e^{-\frac{t_1}{C_{CGGE1}R_2}} \left(-1 + e^{\frac{t_1}{C_{CGGE1}R_2}} \right) \quad (4.14)$$

โดยที่ C_{CGGE1} สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.15)

$$C_{CGGE1} = C_{CG1} + C_{GE1} \quad (4.15)$$

และ C_{GE1} สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.16)

$$C_{GE1} = r_1 C_{CG1} \quad (4.16)$$

และสมการสุดท้ายที่ใช้สำหรับหาค่าความจุไฟฟ้าระดับที่หนึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.17)

$$V_T^+ = \frac{48e^{-\left(\frac{G_{CE}(V_S, V_T^+)t_2}{C_{CGGE1}}\right) - \left(\frac{t_2}{C_{CGGE1}R_1}\right)} \left(G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1 + e^{\frac{(1+G_{CE}^+(V_S, V_T^+)R)}{C_{CGGE1}R_1}} \right)}{1 + G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1} \quad (4.17)$$

โดยที่ C_{CGGE1} สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.18)

$$C_{CGGE1} = C_{CG1} + C_{CE1} \quad (4.18)$$

จากทั้งสี่สมการที่กล่าวมาข้างต้นสามารถทำการหาค่าความจุไฟฟ้าภายในได้โดยเริ่มจากการกำหนดค่าของช่วงเวลา t_1 และ t_2 ซึ่งเป็นค่าที่วัดได้จากออสซิลโลสโคปดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.5 ต่อด้วยทำการกำหนดค่า V_T^+ คือค่าของแรงดันฟ้าที่มีค่าเท่ากับหรือมากกว่าค่าแรงดันตก

คร่อม Threshold ที่ Gate-Emitter เพียงเล็กน้อย จากนั้นทำการกำหนดค่า V_S คือค่าแรงดันตกคร่อมอิมิตัวที่ Collector-Emitter ต่อด้วยทำการกำหนดค่า r_1 คือค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงถึงอัตราส่วนระหว่างค่าความจุไฟฟ้าภายในตกร่อม Collector-Gate และ Gate-Emitter ซึ่งค่าทั้งหมดที่ต้องทำการกำหนดนั้นมาจากการวัดค่าด้วยออสซิลโลสโคปแล้วแบ่งช่วงสัญญาณที่วัดได้ออกเป็นช่วงดังรูปที่ 4.5 โดยแต่ละค่านั้นสามารถกำหนดได้ดังนี้ t_1 มีค่าเท่ากับ 0.250×10^{-6} , t_2 มีค่าเท่ากับ 0.600×10^{-6} , และ r_1 มีค่าเท่ากับ 5 จากนั้นทำการแก้สมการที่ (4.14) และสมการที่ (4.17) โดยใช้ระเบียบวิธีของ Newton-Raphson ที่ได้กล่าวไปในบทที่ 2 ในหัวข้อย่อยที่ 2.1.3 Newton-Raphson Method จะได้ค่า $C_{CGGE1} = 4.843 \times 10^{-9}$ และค่า $C_{CGCE1} = 6.417 \times 10^{-8}$ จากนั้นทำการแก้สมการที่ (4.15) และ (4.18) จะได้ค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่หนึ่งดังนี้

$$C_{CG1} = 0.807 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (4.19)$$

$$C_{GE1} = 4.036 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (4.20)$$

$$C_{CE1} = 63.363 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (4.21)$$

ขั้นตอนต่อไปจะเป็นกระบวนการหาค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่สอง ซึ่งค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่สองจะปรากฏเมื่อระดับแรงดันไฟฟ้ตกร่อม Collector-Gate มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 0 หรือ $V_{CG} \leq 0$ โดยกำหนดให้ตัวแปรสำหรับค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่หนึ่งมีดังนี้ C_{CG2} , C_{GE2} และ C_{CE2} ตามลำดับ โดยกระบวนการสำหรับการใช้ในการหาค่าความจุไฟฟ้าทั้งสามดังกล่าวสามารถเริ่มได้จากสมการที่ (4.22)

$$V_{inA} = 12e^{-\frac{5t_4}{C_{CGGE2}R_2}} \left(-0.415 + e^{\frac{5t_4}{C_{CGGE2}R_2}} \right) \quad (4.22)$$

โดยที่ C_{CGGE2} สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.23)

$$C_{CGGE2} = C_{CG2} + C_{GE2} \quad (4.23)$$

และ C_{GE2} สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.24)

$$C_{GE2} = r_2 C_{CG2} \quad (4.24)$$

และสมการสุดท้ายสำหรับหาค่าความจุไฟฟ้าระดับที่สองสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.25)

$$V_S = \frac{48e^{-\left(\frac{G_{CE}(V_S, V_T^+)t_3}{2C_{CGCE2}}\right) - \left(\frac{t_3}{2C_{CGCE2}R_1}\right)} \left(-0.854 + 0.146G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1 + e^{\frac{(1+G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1)t}{2C_{CGCE2}R_1}} \right)}{1 + G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1} \quad (4.25)$$

โดยที่ C_{CGCE2} สามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.26)

$$C_{CGCE2} = C_{CG2} + C_{CE2} \quad (4.26)$$

จากสมการที่ (4.22) ตัวแปร V_{inA} คือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณป้อนเข้าที่อินพุต V_{in} และเช่นเดียวกันกับที่ได้กล่าวไปในกระบวนการก่อนหน้านั้น ทำการกำหนดค่าให้ตัวแปรทั้งหมด ซึ่งสามารถกำหนดได้ดังนี้ t_3 มีค่าเท่ากับ 1.550×10^{-6} , t_4 มีค่าเท่ากับ 5.275×10^{-5} , และ r_2 มีค่าเท่ากับ 0.111 จากนั้นทำการแก้สมการที่ (4.22) และสมการที่ (4.25) จะได้ค่า $C_{CGCE2} = 49.550 \times 10^{-9}$ และค่า $C_{CGCE2} = 227.454 \times 10^{-9}$ ต่อด้วยทำการแก้สมการที่ (4.23) และสมการที่ (4.26) จะได้ค่าความจุไฟฟ้าภายในระดับที่สองดังนี้

$$C_{CG2} = 44.605 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (4.27)$$

$$C_{GE2} = 4.951 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (4.28)$$

$$C_{CE2} = 182.848 \times 10^{-9} \text{ F} \quad (4.29)$$

โดยที่ค่าความจุไฟฟ้าภายในทั้งหมดที่หาได้ ทั้งระดับที่หนึ่งและระดับที่สองตั้งแต่สมการที่ (4.19) ไปจนถึงสมการที่ (4.21) และตั้งแต่สมการที่ (4.27) ไปจนถึงสมการที่ (4.29) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปค่าความจุไฟฟ้าภายในทั้งหมด C_{CG} , C_{GE} และ C_{CE} ได้ดังสมการที่ (4.30) ไปจนถึงสมการที่ (4.32)

$$C_{CG} = \begin{cases} f_{cg2}C_{CG2}, & V_{CGi} \leq 0 \\ f_{cg1}C_{CG1}, & V_{CGi} > 0 \end{cases} \quad (4.30)$$

$$C_{GE} = \begin{cases} C_{GE2}, & V_{CGi} \leq 0 \\ C_{GE1}, & V_{CGi} > 0 \end{cases} \quad (4.31)$$

$$C_{CE} = \begin{cases} f_{ce2}C_{CE2}, & V_{CGi} \leq 0 \\ f_{ce1}C_{CE1}, & V_{CGi} > 0 \end{cases} \quad (4.32)$$

เมื่อ $f_{ce1}, f_{ce2}, f_{cg1}$ และ f_{cg2} คือฟังก์ชันปรับเทียบสำหรับค่าความจุไฟฟ้าภายใน กรณีที่การเปลี่ยนแปลงสถานะของ IGBT เปลี่ยนจากเปิดไปเป็นปิด โดย f_{cg1} และ f_{cg2} มีค่าเท่ากับ 1.0 และ f_{ce1} และ f_{ce2} มีค่าดังนี้

$$f_{ce1} = \begin{cases} 1.0, & V_G - V_{Gi} \geq 0 \\ 0.2, & V_G - V_{Gi} < 0 \& V_{GE} \geq 2 \\ 0.5, & V_G - V_{Gi} < 0 \& V_{GE} < 2 \& V_{CG} > 0 \end{cases} \quad (4.33)$$

$$f_{ce2} = \begin{cases} 1.0, & V_G - V_{Gi} \geq 0 \\ 0, & V_G - V_{Gi} < 0 \& V_{GE} < 2 \& V_{CG} \leq 0 \& V_{CE} \geq 0 \end{cases} \quad (4.34)$$

จากหัวข้อย่อยที่ผ่านมาและหัวข้อย่อยปัจจุบัน ได้กล่าวถึงวิธีการหาค่าของส่วนประกอบภายในวงจรสมมูลของ IGBT ที่นำเสนอทั้งหมด ตั้งแต่ฟังก์ชันค่าความนำไปจนถึงการค่าค่าความจุไฟฟ้าภายใน ซึ่งถึงตรงนี้เราจะได้ส่วนประกอบภายในทั้งหมดของ IGBT เบอร์ 2MBI100VA-120-50 ที่พร้อมนำไปใช้งานในการวิเคราะห์ห้วงจร ในหัวข้อถัดไปจะกล่าวถึงการหาค่าวงจรสมมูลของโหลดในวงจรเหนี่ยวนำความร้อน ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ขาดไม่ได้เมื่อต้องการวิเคราะห์ห้วงจรที่มีส่วนประกอบของ IGBT ร่วมกับโหลดที่มีการเหนี่ยวนำความร้อน

4.3 สรุปและอภิปรายผล

สำหรับวิธีการในสร้างโมเดล IGBT ในเชิงพฤติกรรมที่ได้กล่าวไปในบทนี้ ก็ครอบคลุมตั้งแต่ส่วนของลักษณะของวงจรสมมูลที่ผู้วิจัยนำเสนอ ซึ่งในวงจรสมมูลดังกล่าวก็แบ่งออกเป็น

สองส่วนคือ ส่วนของ IGBT และส่วนของไดโอดซึ่งส่วนของ IGBT นั้นก็ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์จำนวน 5 ตัวด้วยกันคือ ความจุไฟฟ้าภายใน C_{CG} , C_{CE} , และ C_{GE} ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการจำลองการเปลี่ยนสถานะของ IGBT ต่อด้วยฟังก์ชันค่าความนำ G_{CE} คือซึ่งเป็นตัวจำลองการนำไฟฟ้าของ IGBT เมื่อมีการทำงาน และส่วนที่เหลือ R_C คือความต้านทานที่เกิดที่จะส่งผลกระทบต่อกรจำลองการตอบสนองที่เกิด ในส่วนของไดโอดจะประกอบด้วยสองส่วน G_{AK} คือฟังก์ชันค่าความนำที่เป็นตัวจำลองการนำไฟฟ้าของไดโอดเมื่อมีการทำงาน และ V_F คือแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะทำงาน นอกจากนี้แล้วก็ได้นำเสนอกระบวนการสำหรับหาฟังก์ชันค่าความนำ $G_{CE}(V_{CE}, V_{GE})$ ของ IGBT ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของการไหลของกระแสไฟฟ้าจาก Collector ไป Emitter ที่สัมพันธ์กับค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม Collector กับ Emitter และค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม Gate กับ Emitter โดยวิธีการที่ผู้วิจัยได้นำเสนอนั้นสามารถสร้างฟังก์ชันค่าความนำได้จากข้อมูลพฤติกรรมทางไฟฟ้าของ IGBT โดยไม่จำเป็นต้องใช้ข้อมูลคุณสมบัติทางกายภาพของ IGBT (Physical Properties) ซึ่งผู้วิจัยได้นำเสนอวิธีการที่มีความซับซ้อนน้อยในการสร้างฟังก์ชันค่าความนำที่ครอบคลุมการทำงานของ IGBT โดยมีการเสนอให้ใช้ Least Squares Regression by Polynomials ร่วมกับ Bilinear Interpolation ในการสร้างฟังก์ชันดังกล่าว นอกจากนี้แล้วก็ยังแสดงให้เห็นถึงขั้นตอนในการสร้างทั้งหมดโดยใช้ IGBT เบอร์ 2MBI100VA-120-50 และในส่วนสุดท้ายนั้นก็ได้นำเสนอวิธีการสำหรับหาค่าความจุไฟฟ้าที่อยู่ภายใน IGBT โดยวิธีการที่ได้แนะนำเสนอมีการหลีกเลี่ยงการใช้ข้อมูลโครงสร้างทางกายภาพ เพื่อให้โมเดลสามารถสร้างขึ้นได้จากการใช้เครื่องมือวัดออสซิลโลสโคป ซึ่งมีการนำเสนอชุดฮาร์ดแวร์สำหรับวัดค่า และมีการใช้เทคนิคค่าความจุไฟฟ้าภายในแบบสองระดับสำหรับค่าความจุไฟฟ้าแต่ละตัว และมีการแสดงให้เห็นถึงวิธีการที่จะได้ค่าเหล่านั้นมา และนอกจากนั้นแล้วก็มีการสมการสำหรับหาค่าความจุไฟฟ้าภายในแต่ละตัว ซึ่งสมการดังกล่าวสามารถใช้วิธีของ Newton-Raphson ในการหาค่าตอบของสมการได้ และในส่วนสุดท้ายก็ได้แสดงให้เห็นถึงการหาค่าความจุไฟฟ้าภายในโดยใช้ IGBT เบอร์ 2MBI100VA-120-50

จากโมเดลที่ผู้วิจัยได้นำเสนอจะเห็นได้ว่าในแต่ละส่วนจะมีข้อแตกต่างจากของผลงานวิจัยอื่นที่ได้กล่าวไปในส่วนของปริทัศน์วรรณกรรม ในส่วนของวงจรสมมูลหรือไดอะแกรมที่ผู้วิจัยนำเสนอจะมีความเรียบง่ายกว่าของ Hsu และ Ngo ที่มีโครงสร้างของไดอะแกรมที่มีความซับซ้อนและมีส่วนประกอบจำนวนมากกว่าเมื่อเทียบกับที่ผู้วิจัยนำเสนอ ซึ่งจะส่งผลให้ในขั้นตอนการวิเคราะห์วงจรโดยใช้โมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอทำได้ง่ายกว่า ในส่วนของค่าพารามิเตอร์ภายในโมเดลของผู้วิจัยจะสามารถหาค่าแต่ละตัวได้ง่ายกว่าของ Asparuhova, Grigorova, และของ Li และคณะ ซึ่งทั้งสองผลงานมีลักษณะของวงจรสมมูลที่ประกอบด้วย BJT และ MOSFET ซึ่งมีค่าพารามิเตอร์

ภายใน โมเดลหลายตัวที่บางครั้งไม่สามารถหาค่าได้จากแผ่นข้อมูลจำเพาะของ IGBT ตัวอย่างเช่น ค่า k , α , และ λ ซึ่งต่างจากของผู้วิจัยที่ค่าพารามิเตอร์ภายในโมเดลสามารถหาค่าได้โดยใช้ชุดวงจรที่ผู้วิจัยนำเสนอ ซึ่งหมายความว่าโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอช่วยลดปัญหาหรืออุปสรรคในเรื่องของค่าพารามิเตอร์ภายในโมเดลได้ ในส่วนของวิธีการที่ผู้วิจัยเสนอสำหรับหาค่าพารามิเตอร์ภายในก็มีความซับซ้อนน้อยกว่าของ Monti ที่มีกรเสนอให้ใช้ Neuro-Fuzzy ในการหาค่าพารามิเตอร์ภายในทั้งหมด เนื่องจากวิธีการที่ผู้วิจัยนำเสนอประกอบด้วย Least Squares Regression ร่วมกับ Bilinear Interpolation ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่าวิธี Neuro-Fuzzy และในส่วนของการทำงานของโมเดลของผู้วิจัยก็มีความครอบคลุมมากกว่าของ Tichenor ในเรื่องของความครอบคลุมในการป้อนอินพุตที่เกิด และเรื่องของความยืดหยุ่นเนื่องจากโมเดลของผู้วิจัยไม่มีพารามิเตอร์ที่เป็นฟังก์ชันของเวลา แต่อย่างไรก็ตามถึงแม้โมเดลของ Tichenor จะไม่ครอบคลุมสองส่วนดังกล่าวก็ยังคงใช้งานได้ดีสำหรับการทำนายผลกระทบทางความถี่สูงในเรื่องของการขับเคลื่อนมอเตอร์ นอกจากนี้แล้วในส่วนของการวิเคราะห์ของโมเดลของผู้วิจัยเองก็ดีกว่าของ Tichenor เนื่องจากของผู้วิจัยมีส่วนประกอบมากกว่า แต่ก็ทำให้โมเดลของผู้วิจัยมีความครอบคลุมมากกว่า นอกจากนี้แล้วเมื่อเปรียบเทียบกับอีกแนวทางหนึ่งซึ่งก็คือการนำ SPICE โมเดลของ IGBT เบอร์อื่นที่อาจจะสามารถหาได้ตามฐานข้อมูลของผู้ผลิตมาปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ภายในเพื่อให้ได้โมเดลใหม่ที่ต้องการใช้งาน (SPICE Modification) ตัวอย่างเช่น SPICE ของ IGBT เบอร์ FGL40N120ANDTU (“ON Semiconductor,” n.d.) เป็นเบอร์ที่สามารถหา SPICE ได้จากแหล่งข้อมูลของผู้ผลิต ซึ่งข้อมูลพารามิเตอร์บางส่วนสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.2 จากข้อมูลในตารางดังกล่าวจะเห็นได้ว่า มีพารามิเตอร์หลายตัวที่ต้องทำการปรับเปลี่ยน (“Ngspice, the Open Source Spice Circuit Simulator - Documentation,” n.d.) อย่างเช่น W และ L ซึ่งเป็นค่าขนาดของ Channel ในส่วนของ MOSFET ที่อยู่ภายใน IGBT, KP คือค่า Transconductance, และ CJE คือค่า Zero-Bias Depletion Capacitance ซึ่งจะสังเกตได้ว่าค่าพารามิเตอร์แต่ละตัวที่กล่าวมานั้นอาจจะไม่สามารถหาค่าได้จากแผ่นข้อมูลจำเพาะของ IGBT ซึ่งในประเด็นนี้ โมเดลและค่าพารามิเตอร์ภายในโมเดลของผู้วิจัยจะสามารถหาค่าแต่ละตัวได้ง่ายกว่าและแก้ปัญหานี้ได้ เพราะว่าค่าพารามิเตอร์ทุกตัวภายในโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอสามารถหาค่าได้จากชุดวงจรสำหรับวัดค่าที่ได้กล่าวไป

ตารางที่ 4.2 ข้อมูล SPICE บางส่วนของ IGBT เบอร์ FGL40N120ANDTU

```

***** IGBT Electrical Parameters
*****

** Product: FGL40N120AND
** Package: TO-264
** 1200V, NPT IGBT
** Model Format: SPICE2G6
**-----

.SUBCKT FGL40N120AND C G E
.
M1 81 82 83 83 MOS W=1u L=1u
.
.MODEL VPNP PNP
+ IS=8.07e-13  NF=1.5  BF=0.0856  CJE=2.08e-9
.
.MODEL MOS NMOS
.
+ VTO=6.60  KP=21.8
.
.

```

แต่อย่างไรก็ตามโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอก็ยังคงไม่ครอบคลุมในเรื่องของผลกระทบทางอุณหภูมิของตัวอุปกรณ์ ซึ่งโมเดลที่รองรับผลกระทบทางอุณหภูมินั้นมีอยู่ในผลงานวิจัยของ Hefner และของ Fatemizadeh และคณะ โดยมีความครอบคลุมในส่วนของผลกระทบของอุณหภูมิที่ตำแหน่งผิวของซิลิคอน อุณหภูมิที่ตำแหน่งขั้วต่อ อุณหภูมิที่ตัวถัง และอุณหภูมิของอากาศบริเวณรอบอุปกรณ์ ซึ่งโมเดลดังกล่าวเป็น โมเดลเชิงฟิสิกส์ซึ่งใช้แนวคิดในการออกแบบที่ต่างออกไปจากที่ผู้วิจัยนำเสนอซึ่งเป็น โมเดลเชิงพฤติกรรม แต่อย่างไรก็ตามถ้าหากต้องการให้โมเดลสามารถจำลองระบบที่มีผลกระทบทางอุณหภูมิซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้กล่าวถึง อาจจะจำเป็นต้องทำการเพิ่มฟังก์ชันบางอย่างเข้าไปใน โมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอ โดยอาจจะทำการสร้างโมเดลที่อุณหภูมิมากกว่าหนึ่งค่าโดยให้ครอบคลุมหรือใกล้เคียงค่าที่ต้องการจำลอง แล้วเก็บค่าแต่ละช่วงไว้เป็น

ฐานข้อมูลและใช้วิธีการประมาณค่าในช่วงหรือการประมาณค่านอกช่วงเข้ามาช่วยแก้ปัญหาดังกล่าว ซึ่งวิธีแก้ปัญหแบบนี้อาจจะไม่ใช่วิธีที่ดีที่สุดซึ่งอาจจะมีวิธีอื่นแก้ปัญหานี้ได้ดีกว่า แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้ก็ยังคงช่วยแก้ปัญหาในเบื้องต้นได้



บทที่ 5

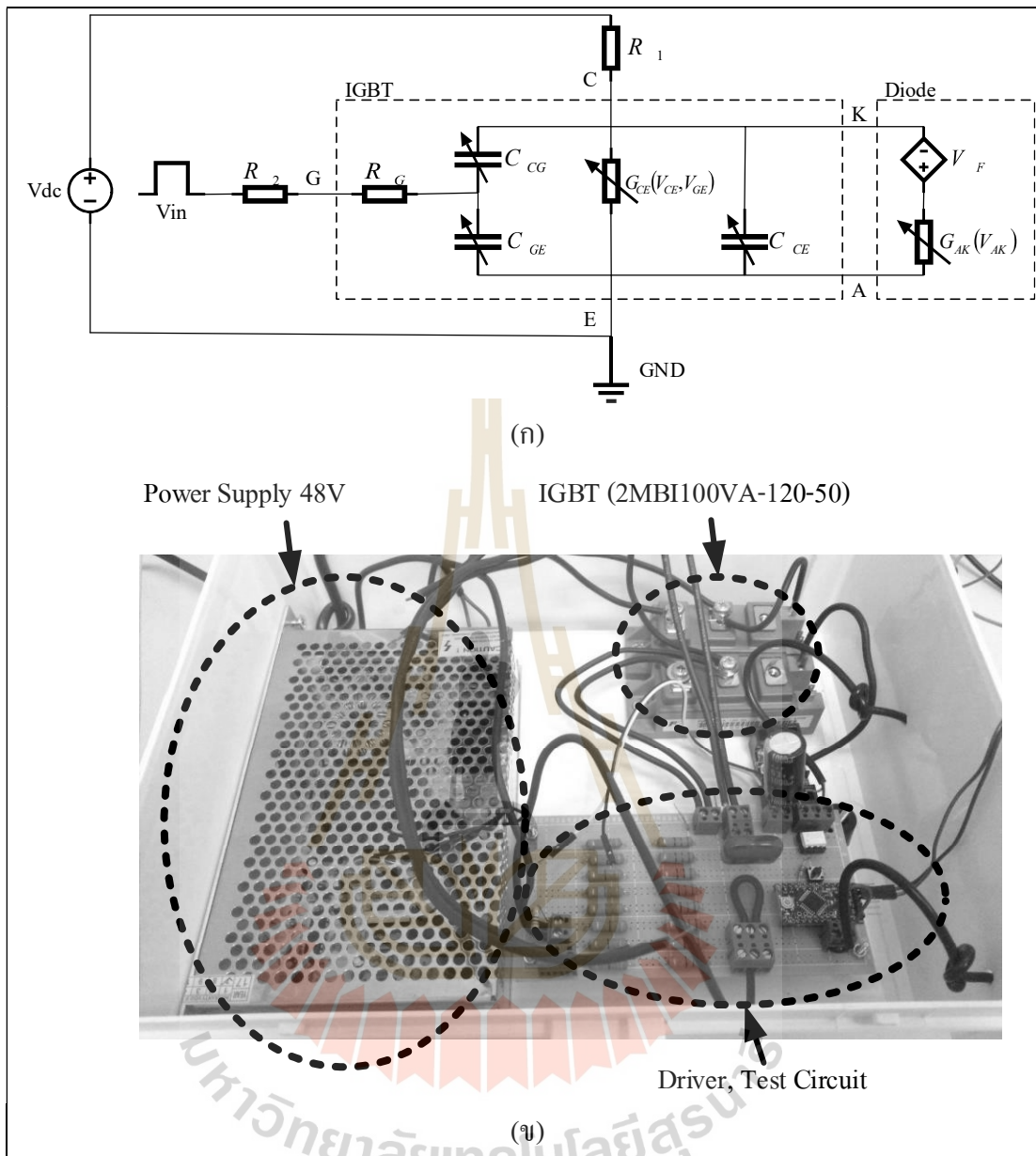
การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองสำหรับตรวจสอบยืนยันผลของการทำงานทางฮาร์ดแวร์ เทียบกับผลที่คำนวณได้จากโมเดล โดยจะแบ่งเป็นสามส่วนคือการทดลองสำหรับทดสอบการใช้งานโมเดลที่ออกแบบร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน และสองการทดลองสำหรับทดสอบการใช้งานโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ และในที่สุดท้ายการทดลองสำหรับทดสอบการใช้งานโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยวงจรสมมูลของโหลดที่วางอยู่ภายใต้สนามแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

5.1 การทดลองสำหรับทดสอบการใช้งานโมเดลที่ออกแบบร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการทดลองสำหรับทดสอบการใช้งานโมเดลที่ออกแบบร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทานที่ต่ออยู่รอบๆ IGBT เพื่อยืนยันผลการคำนวณของโหนดแรงดันที่ไม่ทราบค่าในวงจรที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเทียบกับผลการทดลองทางปฏิบัติว่ามีความสอดคล้องกันหรือไม่ และหาแนวโน้มนหรือค่าความคลาดเคลื่อนที่อาจจะเกิดขึ้นเมื่อนำโมเดลไปใช้งานกับวงจรที่มีสภาพแวดล้อมที่แตกต่างออกไป โดยเครื่องมือที่ใช้ในการวัดผลการทดลองนั้นประกอบด้วยสองเครื่องมือหลักคือ มัลติมิเตอร์รุ่น KEYSIGHT U1233A และออสซิลโลสโคปรุ่น KEYSIGHT DSOX2024A มีแบนด์วิดธ์อยู่ที่ 200MHz มีอัตราการสุ่มตัวอย่างอยู่ที่ 2 GSa/s โดยที่สายวัดสัญญาณโปรบที่ใช้จะเป็นรุ่น KEYSIGHT N2842A 300MHz 11Mohm 10pF 10:1

ในส่วนของวงจรที่ใช้ทดสอบระบบสามารถแสดงเป็นแผนภาพไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 5.1 (ก) ซึ่งสามารถประกอบเป็นฮาร์ดแวร์ได้รูปที่ 5.1 (ข) โดยในรูปประกอบด้วยสวิทช์เพาเวอร์ซัพพลายเพื่อเป็นแหล่งจ่ายแรงดันขนาด 48 โวลต์ให้กับระบบในส่วนของ IGBT นอกจากนั้นแล้วยังประกอบด้วยอะแดปเตอร์แปลงไฟขนาด 12 โวลต์และ 9 โวลต์สำหรับเป็นแหล่งจ่ายให้กับส่วนของชุดวงจรขับและชุดวงจรกำหนดสัญญาณด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ที่จะให้กำหนดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมสำหรับการใช้ในการทดสอบระบบ



รูปที่ 5.1 วงจรสำหรับการวัดผล (ก) แผนภาพไดอะแกรมของวงจร (ข) ฮาร์ดแวร์ของวงจร

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการทดลองชุดที่หนึ่งการทดลองสำหรับยืนยันการใช้งาน โมเดลที่ออกแบบเทียบกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ โดยที่การทดลองในส่วนนี้ตัววงจรจะประกอบไปด้วยตัวต้านทานเพียงอย่างเดียวซึ่งจะต่ออยู่กับ IGBT ดังรูปที่ 5.1 (ก) ด้านนอกเส้นประดังกล่าว โดยในการทดลองชุดนี้จะแบ่งออกเป็นห้าการทดลองย่อยเพื่อยืนยันความสอดคล้องของสัญญาณที่ได้จากการคำนวณด้วยโมเดลและเพื่อแสดงให้เห็นถึงแนวโน้มของค่าความคลาดเคลื่อนที่อาจเกิดขึ้นได้เมื่อนำโมเดลไปใช้กับวงจรที่ประกอบด้วยค่าตัวต้านทานที่มีค่าที่แตกต่างกัน

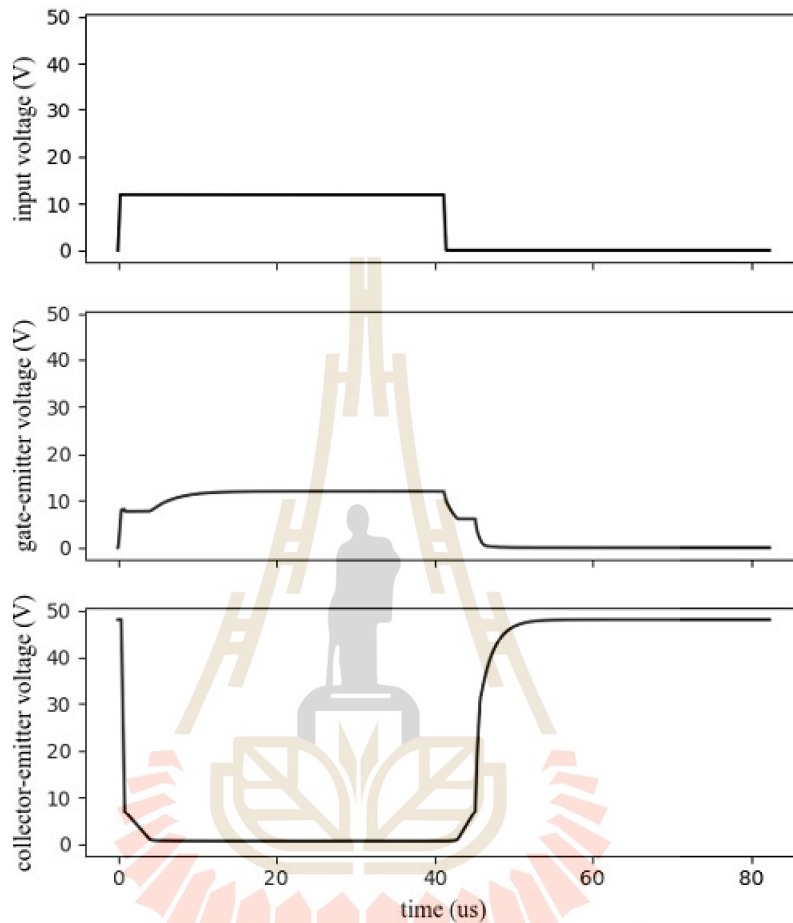
ส่วนของการทดลองวงจรย่อยที่หนึ่ง ในการทดลองนี้วงจรที่ใช้ในการทดลองมีแผนภาพไดอะแกรมดังรูปที่ 5.1 (ก) โดยที่ค่าของส่วนประกอบแต่ละตัวที่อยู่ในภายในวงจรภายในเส้นประทั้งในส่วนของ IGBT และในส่วนของ Diode ได้แสดงไว้ในบทที่ผ่านมา และในส่วนของค่าที่ต่ออยู่ภายนอกนั้นมีดังนี้ $R_1 = 53.4\Omega$, $R_2 = 50\Omega$ นอกจากนี้แล้วในส่วนของสัญญาณป้อนเข้าอินพุต V_{in} ได้ทำการป้อนเป็นลักษณะของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าช่วงเวลาของความกว้างเท่ากับ $41.7\ \mu\text{s}$ มีค่าช่วงเวลาขาขึ้นและค่าช่วงเวลาลงเท่ากับ $46\ \text{ns}$ และมีแอมพลิจูดเท่ากับ $12\ \text{โวลต์}$ และในส่วนสุดท้ายในส่วนของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง V_{dc} ได้ทำการป้อนให้มีขนาดเท่ากับ $12\ \text{โวลต์}$ จากนั้นจึงทำการเขียนโปรแกรมสำหรับจำลองผลการทำงานของวงจร โดยใช้ภาษา Python ร่วมกับไลบรารี Numpy (Johansson, 2018; Lam, Pitrou, & Seibert, 2015; Najm, 2010; Regmi, 2016) โดยที่ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่คำนวณได้นั้นแสดงไว้ดังรูปที่ 5.2 และผลการทดลองการทำงานของวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับผลการคำนวณของวงจรในกรณีเดียวกันนี้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.3

จากผลการทดลองในรูปที่ 5.3 เป็นผลการทดลองที่วัดได้จากการตั้งค่าออสซิลโลสโคปดังนี้ การตั้งค่า Time/Div มีค่าเท่ากับ $10\ \mu\text{s}$ การตั้งค่า Volt/Div ของตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 1 มีค่าเท่ากับ $10\ \text{V}$ ที่ตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 2 เท่ากับ $20\ \text{V}$ และที่ตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 3 เท่ากับ $10\ \text{V}$ โดยที่ทั้งสามช่องสัญญาณใช้หัวโพรบวัดสัญญาณแบบ 10:1 ทั้งสามช่อง นอกจากนี้แล้วได้ทำการตั้งค่าสัญญาณ Trigger ไว้ที่ช่องที่สามให้มีระดับแรงดันเท่ากับ $6\ \text{V}$ และส่วนสุดท้ายได้ทำการตั้งค่าแกนเวลาให้ขยับไปทางซ้าย $40\ \mu\text{s}$ เพื่อให้จุดเริ่มวัดสัญญาณที่ได้จาก Trigger เริ่มจากจุดซ้ายสุด

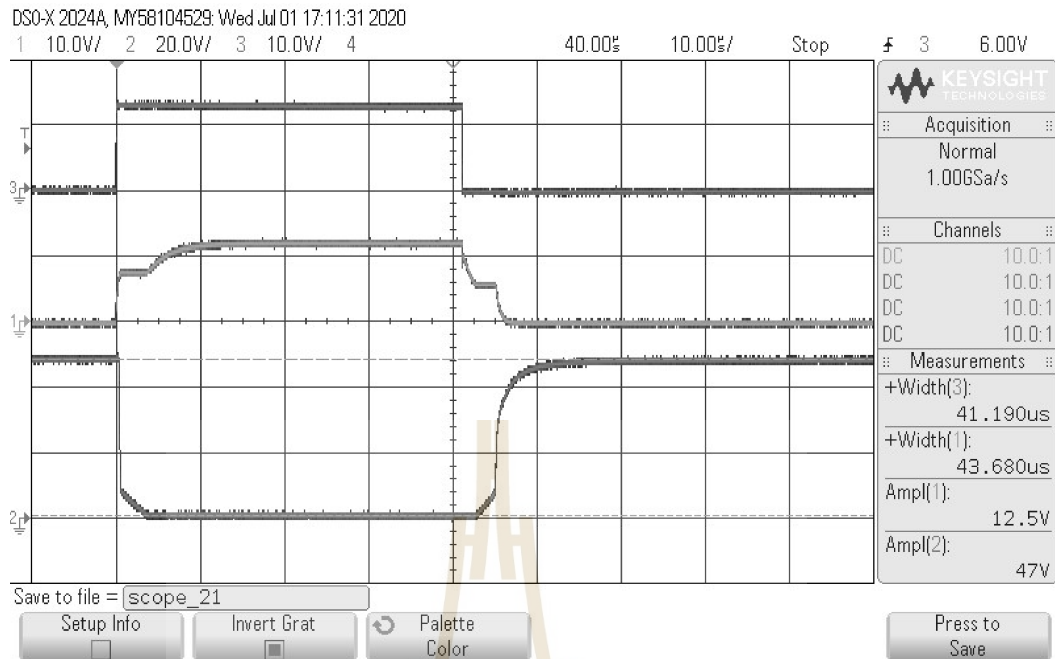
จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.2 ประกอบด้วยเส้นกราฟสัญญาณสามเส้นที่ตำแหน่งโหนดของแรงดันไม่ทราบค่าในวงจรสองจุดและแรงดันอินพุตที่ทราบค่าหนึ่งจุดดังนี้ เส้นที่หนึ่งเส้นกราฟเส้นบนสุดเป็นกราฟของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้า Input Voltage (V_{in}) เส้นที่สองเส้นกราฟตรงกลางเป็นกราฟของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Gate และขา Emitter ซึ่งเป็นตำแหน่งโหนดแรงดันที่ไม่ทราบค่าที่คำนวณได้ และเส้นสุดท้ายเส้นกราฟล่างสุดเป็นกราฟของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Collector และขา Emitter ซึ่งเป็นอีกตำแหน่งหนึ่งที่เป็นโหนดของแรงดันที่ไม่ทราบค่าที่คำนวณได้

จากผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.3 ประกอบด้วยเส้นกราฟสัญญาณสามเส้นดังนี้ เส้นหมายเลข 3 ที่อยู่บนสุดเป็นสัญญาณอินพุตป้อนเข้าที่วัดได้จากสัญญาณช่องที่สาม ต่อด้วยเส้นหมายเลข 1 ที่อยู่ตรงกลางเป็นสัญญาณของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และขา Emitter ซึ่งวัด

ได้จากช่องสัญญาณช่องที่หนึ่ง และสุดท้ายเส้นหมายเลข 2 ที่อยู่ล่างสุดเป็นสัญญาณของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และขา Emitter ซึ่งวัดได้จากช่องสัญญาณช่องที่สอง



รูปที่ 5.2 ผลการคำนวณที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 50 โอห์ม



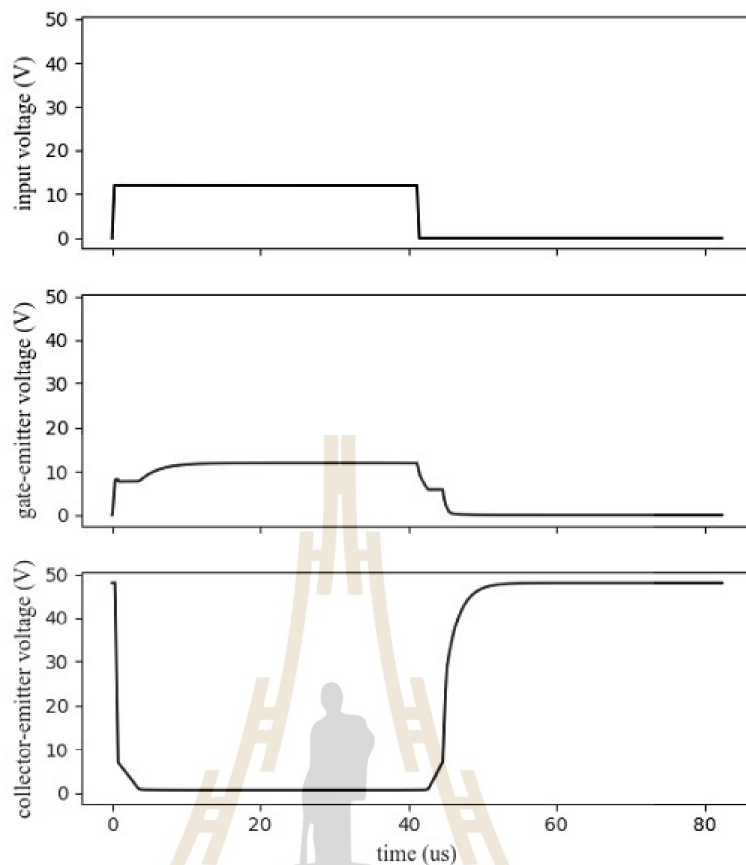
รูปที่ 5.3 ผลการทดลองที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 50 โอห์ม

จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.2 เมื่อพิจารณาในเรื่องของการเปลี่ยนแปลงสถานะของ IGBT ทั้งในตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter และในตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter จะเห็นได้ว่าลักษณะของกราฟสัญญาณที่ได้มีความสอดคล้องกับผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.3 ซึ่งจากผลลัพธ์ดังกล่าวเมื่อนำมาหาค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ย (Root Mean Square Error) เพื่อที่จะสามารถนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองอื่นๆที่อุปกรณ์ที่ต่ออยู่กับ IGBT เป็นคนละค่ากับที่ใช้ในการสร้างโมเดลเพื่อยืนยันว่าโมเดลสามารถนำไปใช้ในสภาพแวดล้อมที่แตกต่างจากตอนที่สร้างโมเดลได้ โดยจากการคำนวณค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของการทดลองที่ใช้ค่า $R_2 = 50\Omega$ ที่ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter ที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 0.289 และที่ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter ที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 0.336

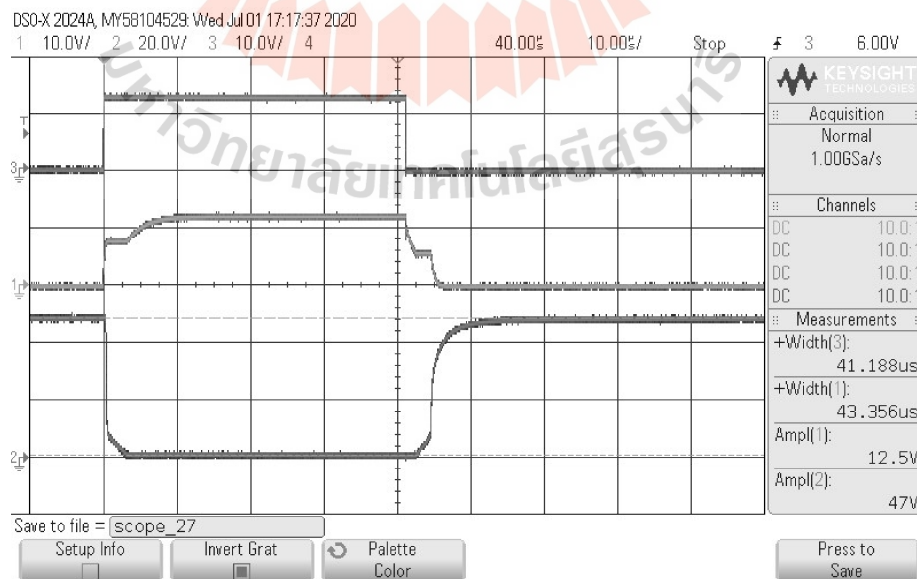
ในส่วนนี้จะกล่าวถึงกระบวนการทดลองถัดจากกระบวนการทดลองก่อนหน้านี้ โดยในการทดลองนี้จะแบ่งออกเป็นสองการทดลองย่อยซึ่งจะใช้ค่าความต้านทาน R_2 ที่มีค่าน้อยกว่าการทดลองก่อนหน้านี้เพื่อเปรียบเทียบหรือแสดงให้เห็นถึงแนวโน้มของค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการนำโมเดลไปใช้งานกับค่าความต้านทานที่น้อยกว่า โดยในการทดลองนี้ยังคงใช้ค่าของอุปกรณ์ตัวอื่นๆเหมือนกับการทดลองก่อนหน้านี้ แต่จะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเพียง

ตัวเดียวคือค่าความต้านทาน R_2 ซึ่งจะแบ่งออกเป็นสองค่าสำหรับสองการทดลองย่อยโดยที่ค่าแรกนั้นกำหนดให้ $R_2 = 42.6\Omega$ และค่าที่สองกำหนดให้ $R_2 = 20\Omega$ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าค่าแรกนั้นมีขนาดเล็กกว่าค่าที่กำหนดในการทดลองก่อนหน้านี้ประมาณ 10 โอห์ม และค่าที่สองนั้นมีค่าลดลงไปอีกประมาณ 20 โอห์ม จากการกำหนดค่าดังกล่าวมีวัตถุประสงค์เพื่อแสดงให้เห็นถึงแนวโน้มหรือค่าความคลาดเคลื่อนที่อาจเกิดขึ้น โดยที่ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่คำนวณได้จากกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 42.6\Omega$ นั้นแสดงไว้ดังรูปที่ 5.4 และที่คำนวณได้จากกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 20\Omega$ แสดงไว้ดังรูปที่ 5.6 นอกจากนี้แล้วผลการทดลองของการทำงานของวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับผลการคำนวณของวงจรในกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 42.6\Omega$ ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.5 และในกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 20\Omega$ แสดงไว้ดังรูปที่ 5.7

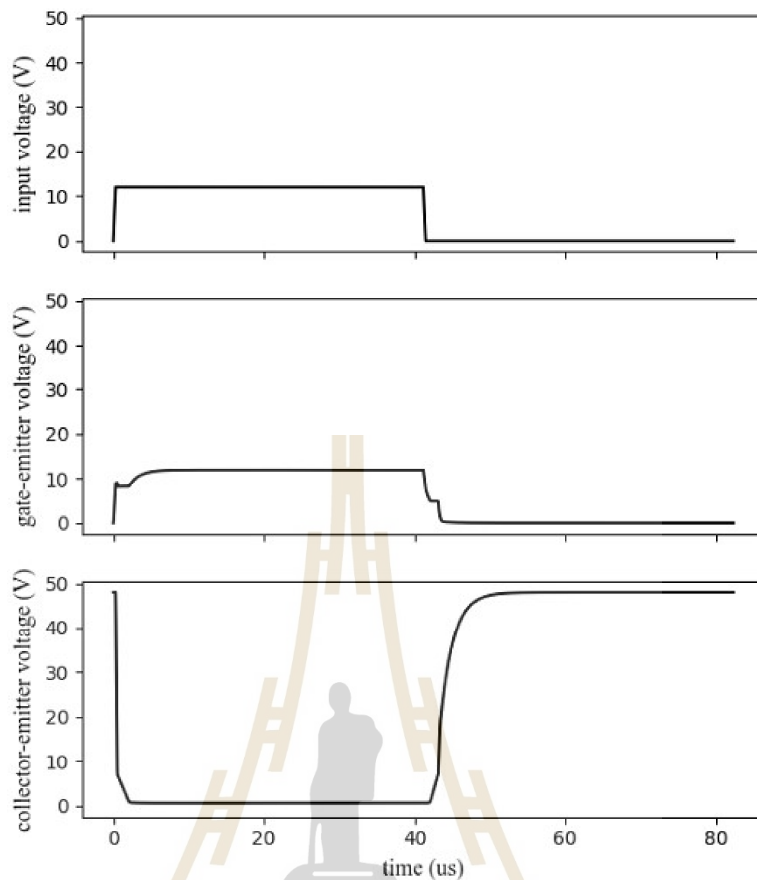
จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.6 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงสถานะของ IGBT ทั้งในตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter และในตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter ยังคงมีความสอดคล้องกับผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.5 และรูปที่ 5.7 เช่นเดียวกับการทดลองก่อนหน้านี้ จากผลลัพธ์ดังกล่าวสามารถหาค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยได้ดังนี้ ค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter ของการทดลองที่ใช้ค่า $R_2 = 42.6\Omega$ และของการทดลองที่ใช้ค่า $R_2 = 20\Omega$ มีค่าเท่ากับ 0.299 และ 0.311 ตามลำดับ นอกจากนี้แล้วค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter มีค่าเท่ากับ 0.358 และ 0.802 ตามลำดับ



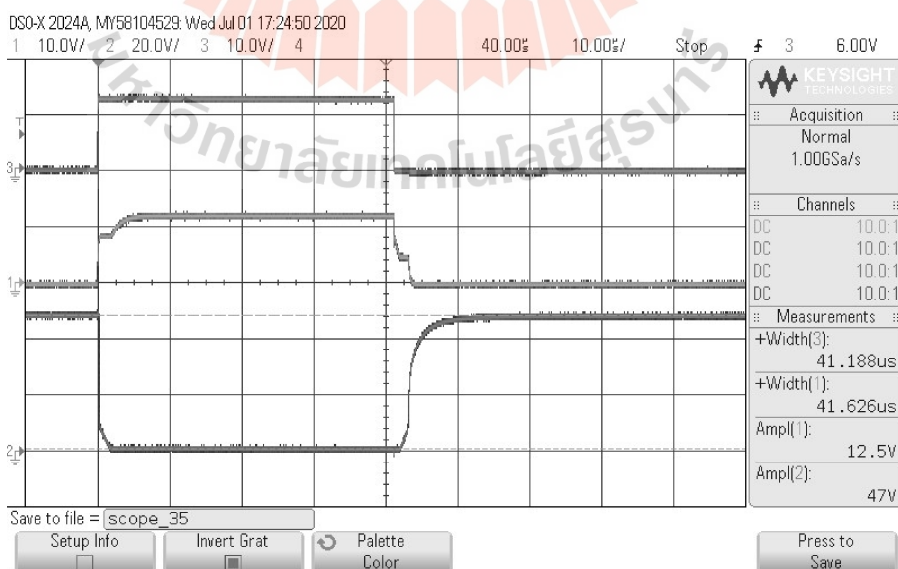
รูปที่ 5.4 ผลการคำนวณที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 42.6 โอห์ม



รูปที่ 5.5 ผลการทดลองที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 42.6 โอห์ม



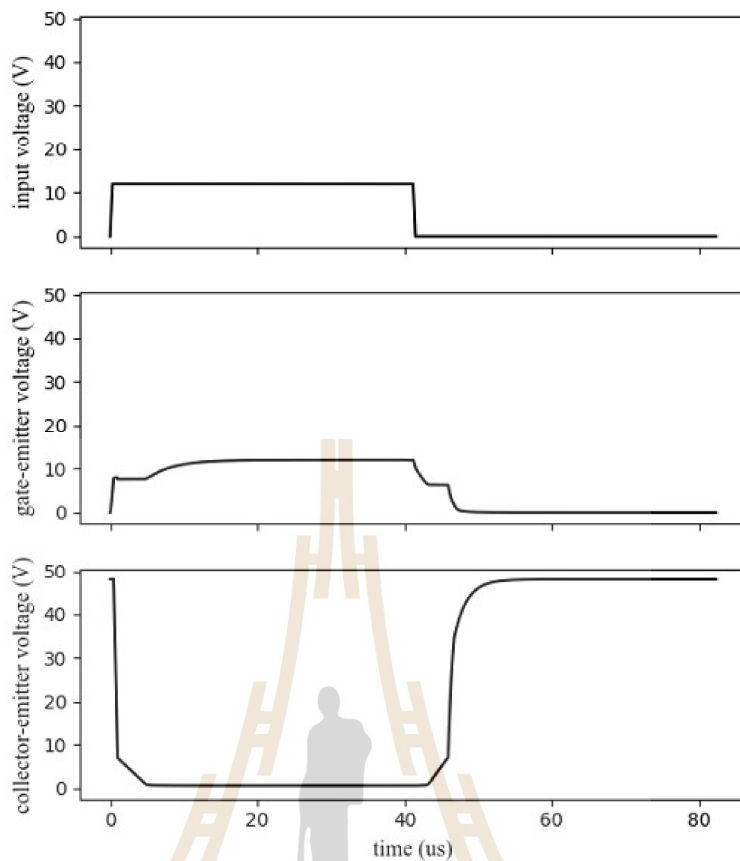
รูปที่ 5.6 ผลการคำนวณที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 20 โอห์ม



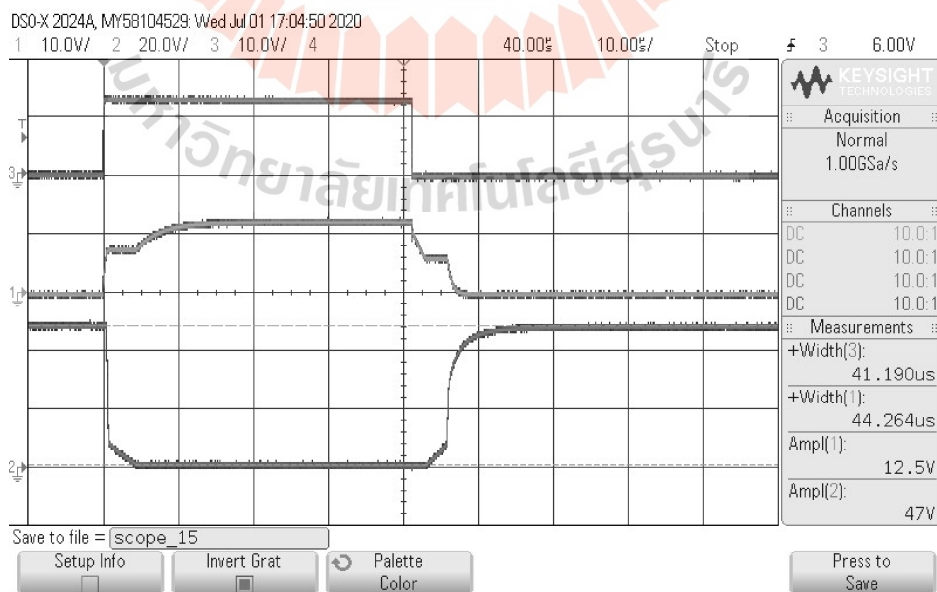
รูปที่ 5.7 ผลการทดลองที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 20 โอห์ม

ในส่วนนี้จะเป็นการทดลองเพิ่มเติมต่อจากกระบวนการก่อนหน้านี้แต่จะมีทิศทางที่แตกต่างกันซึ่งจะยังคงเชื่อมโยงกับการทดลองแรกสุด โดยในการทดลองนี้จะแบ่งออกเป็นสองการทดลองย่อยซึ่งจะคล้ายๆกับการทดลองก่อนหน้านี้แต่จะใช้ค่าความต้านทาน R_2 ที่มีค่ามากกว่าการทดลองแรกสุดเพื่อเปรียบเทียบหรือแสดงให้เห็นถึงแนวโน้มของค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นจากการนำโมเดลไปใช้งานกับค่าความต้านทานที่มากกว่า เช่นเดียวกันในการทดลองนี้ยังคงใช้ค่าของอุปกรณ์ตัวอื่นๆเหมือนกับการทดลองแรกสุด แต่จะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเพียงตัวเดียวคือค่าความต้านทาน R_2 ซึ่งจะแบ่งออกเป็นสองค่าสำหรับสองการทดลองย่อยโดยที่ค่าแรกนั้นกำหนดให้ $R_2 = 61.6\Omega$ และค่าที่สองกำหนดให้ $R_2 = 81\Omega$ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าค่าความต้านทานทั้งสองค่ามีขนาดมากกว่าค่าที่กำหนดในการทดลองแรกสุดแบบมากขึ้นตามลำดับ โดยที่ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่คำนวณได้จากกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 61.6\Omega$ นั้นแสดงไว้ดังรูปที่ 5.8 และที่คำนวณได้จากกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 81\Omega$ แสดงไว้ดังรูปที่ 5.10 นอกจากนี้แล้วผลการทดลองของการทำงานของวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่วัดได้ในกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 61.6\Omega$ ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.9 และในกรณีที่ค่าความต้านทาน $R_2 = 81\Omega$ แสดงไว้ดังรูปที่ 5.11

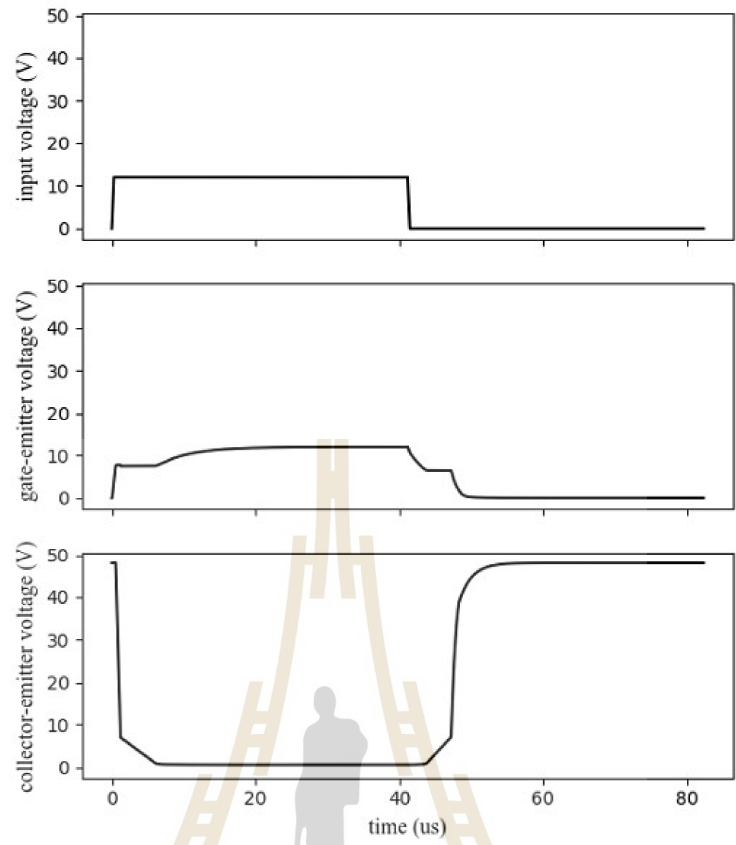
จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.8 และรูปที่ 5.10 รูปแบบการเปลี่ยนแปลงสถานะของ IGBT ทั้งในตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter และในตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter ยังคงมีความสอดคล้องกับผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.11 ดังเช่นการทดลองก่อนหน้านี้ทั้งหมด จากผลลัพธ์ดังกล่าวสามารถหาค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยได้ดังนี้ ค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter ของการทดลองที่ใช้ค่า $R_2 = 61.6\Omega$ และของการทดลองที่ใช้ค่า $R_2 = 81\Omega$ มีค่าเท่ากับ 0.293 และ 0.318 ตามลำดับ นอกจากนี้แล้วค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter มีค่าเท่ากับ 0.382 และ 0.581 ตามลำดับ



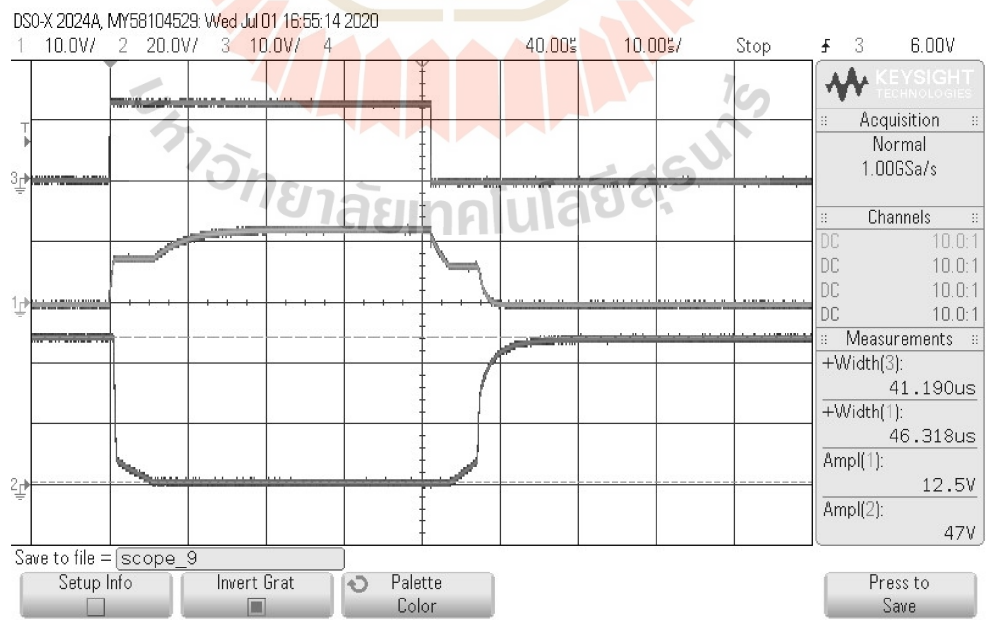
รูปที่ 5.8 ผลการคำนวณที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 61.6 โอห์ม



รูปที่ 5.9 ผลการทดลองที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 61.6 โอห์ม



รูปที่ 5.10 ผลการคำนวณที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 81 โอห์ม



รูปที่ 5.11 ผลการทดลองที่ได้เมื่อความต้านทานเท่ากับ 81 โอห์ม

จากผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างการทำงานของวงจรถ่ายทางฮาร์ดแวร์และผลการจำลองที่คำนวณได้จากโมเดลทั้งหมดในหัวข้อนี้ โดยในวงจรมันประกอบไปด้วยองค์ประกอบที่มีแต่ตัวต้านทานเพียงอย่างเดียว ซึ่งการทดลองแรกสุดเริ่มจากที่ให้ R_2 มีค่าเท่ากับ 50 โอห์มซึ่งเป็นค่าเดียวกันกับที่ค่าที่ใช้ในการคำนวณเพื่อประมาณค่าภายในของโมเดล IGBT ในบทที่ผ่านมา ซึ่งจุดนี้ควรจะเป็นจุดที่การจำลองที่คำนวณได้จากโมเดลมีความคลาดเคลื่อนจากผลที่วัดได้ทางฮาร์ดแวร์น้อยที่สุดเนื่องจากเป็นจุดที่ใช้ค่าโมเดลและควรจะเป็นจุดที่ดีที่สุด จากผลที่ออกมาจะเห็นได้ว่าผลการจำลองที่ได้มีความสอดคล้องกับผลการวัดทางฮาร์ดแวร์และมีความคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย โดยมีค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยทางฝั่งของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter เท่ากับ 0.289 และทางฝั่งของสัญญาณที่ตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter เท่ากับ 0.336 ซึ่งจะเห็นได้ว่าทั้งสองฝั่งมีค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยมากเมื่อเทียบกับขนาดแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณ และเมื่อสังเกตจากกราฟสัญญาณจะเห็นได้ว่าทั้งผลการจำลองและผลการวัดทางฮาร์ดแวร์มีความสอดคล้องกันเป็นอย่างมาก โดยที่ต่อจากการทดลองแรกได้มีการทดลองเพิ่มเติมสำหรับเปรียบเทียบเพื่อพิสูจน์ว่าตัวโมเดลยังคงใช้งานได้ถ้าหากค่าของอุปกรณ์ที่เป็นองค์ประกอบในวงจรมีการเปลี่ยนแปลงไป โดยที่การทดลองเปรียบเทียบถัดมานั้นเป็นการทดลองเปรียบเทียบในกรณีที่ค่าของ R_2 มีขนาดลดลงหรือมีขนาดน้อยกว่าการทดลองแรก จากการทดลองได้ทำการกำหนด R_2 ให้มีค่าต่ำกว่า 50 โอห์ม ซึ่งค่าที่ได้ทำการกำหนดมีสองค่าคือ ให้ R_2 เท่ากับ 42.6 และให้ R_2 เท่ากับ 20 ลดลงตามลำดับ ซึ่งจากผลการทดลองของทั้งสองกรณีจะเห็นได้ว่าผลการจำลองที่คำนวณได้จากโมเดลและผลการวัดที่ได้จากการทำงานทางฮาร์ดแวร์ยังคงมีความสอดคล้องกันเช่นเดียวกับการทดลองแรกสุด และค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยทางฝั่งของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter ของทั้งสองกรณีมีค่าเท่ากับ 0.299 และ 0.311 ตามลำดับ นอกจากนี้แล้วค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter ของทั้งสองกรณีมีค่าเท่ากับ 0.358 และ 0.803 ตามลำดับ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ได้จากกรณีที่ R_2 เท่ากับ 42.6 โอห์มมีขนาดมากกว่าที่ R_2 เท่ากับ 50 โอห์ม และที่ R_2 เท่ากับ 20 โอห์มก็มีขนาดมากกว่าที่ R_2 เท่ากับ 42.6 โอห์ม จากผลการเปรียบเทียบดังกล่าวจึงสรุปได้ว่าในกรณีที่นำโมเดลไปใช้งานกับค่า R_2 ที่น้อยกว่าที่ใช้ในการหาค่าโมเดลจะส่งผลให้ผลการจำลองที่ได้มีความคลาดเคลื่อนมากกว่าจุดที่ใช้ในการคำนวณเพียงเล็กน้อย นอกจากนี้แล้วเมื่อสังเกตจากผลการจำลองที่ได้กราฟสัญญาณยังคงมีความสอดคล้องกับผลการวัดทางฮาร์ดแวร์เป็นอย่างมาก จึงสรุปได้ว่าตัวโมเดลสามารถนำไปใช้งานในกรณีที่ค่า R_2 มีค่าน้อยกว่าค่าที่ใช้ในการหาค่าภายในโมเดลได้

นอกจากการทดลองเปรียบเทียบในกรณีที่ R_2 มีค่าน้อยกว่าแล้ว ในการทดลองสองกรณีสุดท้ายได้นำเสนอการทดลองเพื่อพิสูจน์ว่าตัวโมเดลยังคงใช้งานได้ดีถ้าหากค่า R_2 มีขนาดเพิ่มขึ้นหรือมีขนาดมากกว่าการทดลองแรก จากการทดลองได้ทำการกำหนด R_2 ให้มีค่ามากกว่า 50 โอห์ม ซึ่งค่าที่ได้ทำการกำหนดมีสองค่าคือ ให้ R_2 เท่ากับ 61.6 และให้ R_2 เท่ากับ 81 เพิ่มขึ้นตามลำดับ ซึ่งจากผลการทดลองของทั้งสองกรณีจะเห็นได้ว่า ผลการจำลองที่คำนวณได้จากโมเดลและผลการทำงานที่วัดได้จากทางฮาร์ดแวร์ยังคงมีความสอดคล้องกันเช่นเดียวกับการทดลองก่อนหน้านี้ทั้งหมด และค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยทางฝั่งของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Gate และ Emitter ของทั้งสองกรณีมีค่าเท่ากับ 0.293 และ 0.318 ตามลำดับ นอกจากนี้แล้วทางฝั่งของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter ของทั้งสองกรณีมีค่าเท่ากับ 0.383 และ 0.581 ตามลำดับ ซึ่งจะสังเกตได้ว่าค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ได้จากกรณีที่ R_2 เท่ากับ 61.6 โอห์มมีขนาดมากกว่าที่ R_2 เท่ากับ 50 โอห์ม และที่ R_2 เท่ากับ 81 โอห์มก็มีขนาดมากกว่าที่ R_2 เท่ากับ 61.6 โอห์ม จากผลการเปรียบเทียบดังกล่าวจึงสรุปได้ว่าในกรณีที่นำโมเดลไปใช้งานกับค่า R_2 ที่มากกว่าที่ใช้ในการหาค่าโมเดลจะส่งผลให้ผลการจำลองที่ได้มีความคลาดเคลื่อนมากกว่าจุดที่ใช้ในการคำนวณเพียงเล็กน้อย นอกจากนี้แล้วเมื่อสังเกตจากผลการจำลองที่ได้กราฟสัญญาณยังคงมีความสอดคล้องกับผลการวัดทางฮาร์ดแวร์เป็นอย่างมาก จึงสรุปได้ว่าตัวโมเดลสามารถนำไปใช้งานในกรณีที่ค่า R_2 มีค่ามากกว่าค่าที่ใช้ในการหาค่าภายในโมเดลได้

จากข้อมูลผลการทดลองที่ผ่านมาทั้งหมดทั้งในกรณีที่ R_2 มีค่าน้อยกว่าและกรณีที่ R_2 มีค่ามากกว่า สามารถสรุปค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยได้ดังตารางที่ 5.1 และจากผลสรุปของการทดลองทั้งสองกรณีที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่าการนำโมเดลไปใช้งานกับวงจรที่ประกอบด้วยค่าตัวต้านทานที่แตกต่างออกไปจากจุดที่ใช้หาค่าภายในโมเดล จะส่งผลให้เกิดความคลาดเคลื่อนเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย นอกจากนั้นแล้วลักษณะของรูปสัญญาณที่ได้จากการจำลองของโมเดลยังคงมีความสอดคล้องกับผลการวัดทางฮาร์ดแวร์ในทุกกรณีที่ทำการทดลอง จึงสรุปได้ว่าโมเดลนี้สามารถนำไปใช้งานกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทานใดๆได้

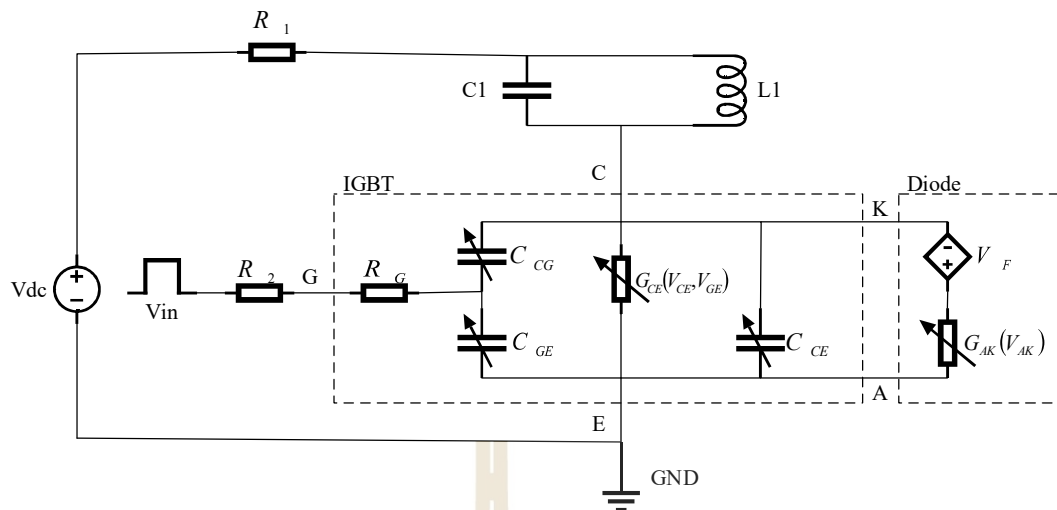
ตารางที่ 5.1 ค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยทั้งหมดของการทดลองการใช้งาน โมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน

ค่าความต้านทาน R_2 (โอห์ม)	ค่าคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ย	
	Gate-Emitter	Collector-Emitter
20	0.311	0.803
42.6	0.299	0.358
50	0.289	0.336
61.6	0.293	0.382
81	0.318	0.581

5.2 การทดลองโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ

จากการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมาได้มีการทดลองเปรียบเทียบการใช้งานโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน และได้ข้อสรุปแล้วว่าโมเดลสามารถใช้งานได้ในกรณีดังกล่าว ซึ่งจะสังเกตได้ว่าการทดลองดังกล่าวยังไม่มีการใช้งานไดโอดซึ่งฝังตัวมากับ IGBT เบอร์ที่ใช้ทำการทดสอบ และนอกจากนั้นแล้วตัววงจรเองยังไม่มียังประกอบที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นในการทดลองนี้จะทำการทดสอบและเปรียบเทียบในเรื่องของการนำโมเดลไปใช้งานร่วมกับโหลดที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ พร้อมทั้งทำการกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจรเพื่อบังคับให้มีการใช้งานไดโอดหรือเพื่อให้ไดโอดเกิดการ ทำงาน ซึ่งวงจรที่ใช้ทดสอบนั้นมีแผนภาพไดอะแกรมดังรูปที่ 5.12 โดยในส่วนของวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่ใช้สำหรับทดสอบนั้นยังคงใช้วงจรเดิมเหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมาดังรูปที่ 5.1 โดยจะมีเพิ่มเติมก็เพียงแต่ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลองนี้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.13

จากแผนภาพไดอะแกรมของวงจรในรูปที่ 5.12 มีการกำหนดค่าอุปกรณ์ดังนี้ กำหนดให้ $R_1 = 7.5\Omega$ จากนั้นกำหนดให้ $R_2 = 50\Omega$ ต่อด้วยกำหนดให้ $L_1 = 100 \times 10^{-6} H$ และสุดท้ายกำหนดให้ $C_1 = 0.8179 \times 10^{-6} F$ ส่วนค่าที่เหลือนั้นยังคงใช้ค่าเดิมเหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมา



รูปที่ 5.12 แผนภาพไดอะแกรมของวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ

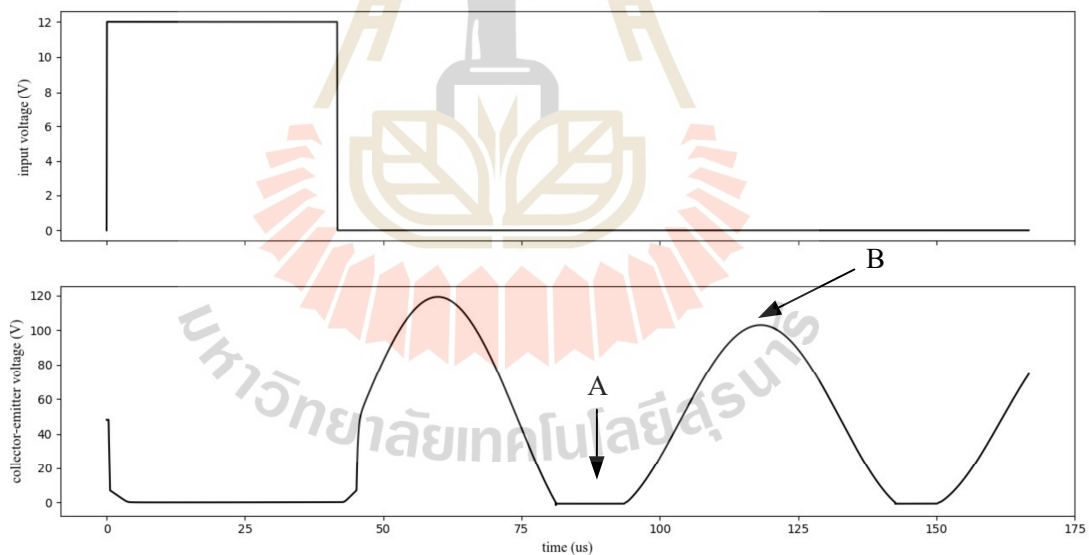


รูปที่ 5.13 ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการทดลอง

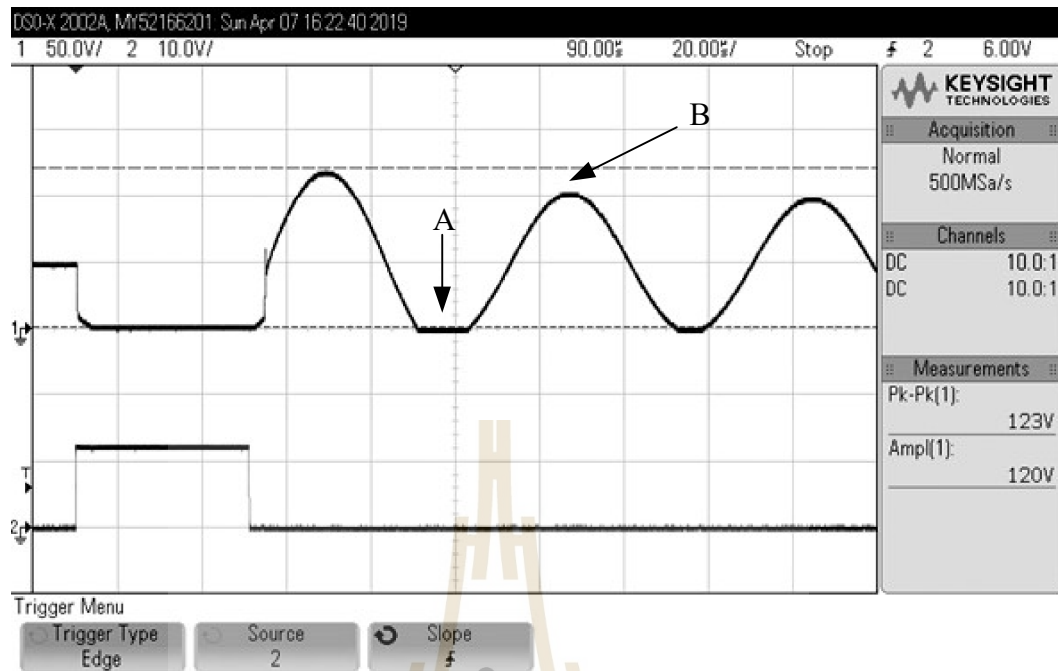
จากแผนภาพไดอะแกรมข้างต้นและการกำหนดค่าดังกล่าวสามารถแสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรที่คำนวณได้ดังรูปที่ 5.14 และผลการทดลองของการทำงานของวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับผลการคำนวณของวงจรในกรณีเดียวกันนี้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.15

จากผลการทดลองทางฮาร์ดแวร์ที่วัดได้ในรูปที่ 5.15 มีการตั้งค่าออสซิลโลสโคปดังนี้ การตั้งค่า Time/Div มีค่าเท่ากับ 20 μs การตั้งค่า Volt/Div ของตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 1 มีค่าเท่ากับ 50 V และที่ตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 2 เท่ากับ 10 โดยที่ทั้งสองช่องสัญญาณใช้หัวโพรบวัดสัญญาณแบบ 10:1 ทั้งสองช่อง นอกจากนี้แล้วได้ทำการตั้งค่าสัญญาณ Trigger ไว้ที่ช่องที่สองให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 6 V และสุดท้ายได้ทำการตั้งค่าแกนเวลาให้ขยับไปทางซ้าย 90 μs เพื่อให้สัญญาณที่วัดได้เริ่มต้นจากซ้ายสุด

จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.14 ประกอบด้วยเส้นกราฟสัญญาณสองเส้นดังนี้ เส้นที่หนึ่งเส้นกราฟเส้นบนสุดเป็นกราฟของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้า Input Voltage (V_{in}) เส้นที่สองเส้นกราฟล่างสุดเป็นกราฟของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Collector และขา Emitter ซึ่งนอกจากนี้แล้วผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.15 ประกอบด้วยเส้นกราฟสัญญาณสองเส้นดังนี้ เส้นที่หนึ่งเส้นที่อยู่บนสุดเป็นสัญญาณของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และขา Emitter ซึ่งวัดได้จากช่องสัญญาณช่องที่หนึ่ง และเส้นที่สองเส้นที่อยู่ล่างสุดเป็นสัญญาณอินพุตป้อนเข้าที่วัดได้จากสัญญาณช่องที่สอง



รูปที่ 5.14 ผลการคำนวณที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ



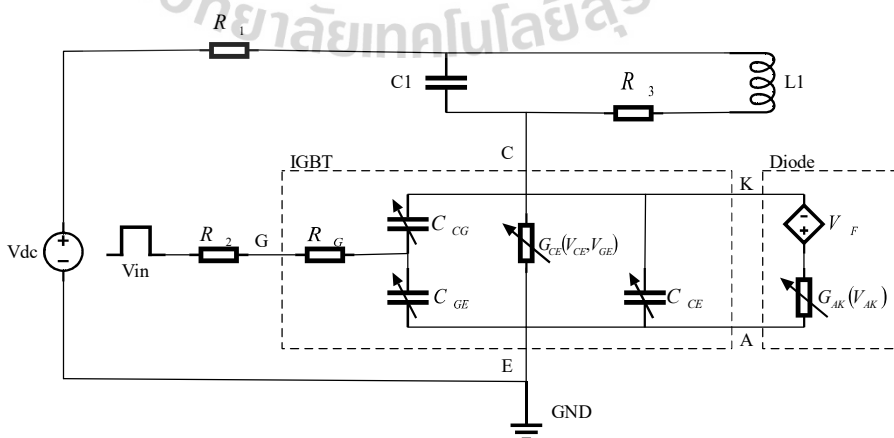
รูปที่ 5.15 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ

จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.14 จะเห็นได้ว่าที่กราฟสัญญาณของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter ที่ตำแหน่ง A สัญญาณที่ได้จากกราฟซีกล่างจะถูกตัดออกเนื่องจากแรงดันย้อนกลับที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำไปทำให้ไดโอดเกิดการทํางาน ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับเส้นกราฟสัญญาณที่ได้จากผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.15 จะเห็นได้ว่าที่ตำแหน่ง A สัญญาณที่ได้จากกราฟซีกล่างถูกตัดออกเช่นเดียวกับผลการจำลองที่คำนวณได้ จากปรากฏการณ์ดังกล่าวทำให้พลังที่เก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำในตอนแรกมีการสูญเสียที่ตำแหน่ง A ซึ่งส่งผลให้ยอดคลื่นลูกถัดไปมีขนาดลดลง โดยจากขนาดที่ลดลงนี้ เราสามารถทำการเปรียบเทียบเพื่อหาค่าคลาดเคลื่อนระหว่างผลการจำลองที่คำนวณได้จากโมเดลและผลการทดลองที่วัดได้จากการทดลองดังนี้ โดยจากผลการจำลองพบว่าขนาดของคลื่นลูกที่สองที่ตำแหน่ง B มีขนาดเท่ากับ 104.3 โวลต์ และจากผลการทดลองพบว่าขนาดของคลื่นลูกที่สองที่ตำแหน่ง B มีขนาดเท่ากับ 102.5 โวลต์ ซึ่งเมื่อนำทั้งสองค่ามาทำการหาค่าคลาดเคลื่อนจะได้ 1.76% ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าคลาดเคลื่อนที่ได้มีขนาดน้อยมาก จากผลการวิเคราะห์ดังกล่าว ทั้งในเรื่องของความสอดคล้องของสัญญาณที่ได้จากการจำลองเทียบกับผลการทดลอง และความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยจึงสรุปได้ว่าโมเดลนี้สามารถนำไปใช้งานกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำได้

5.3 การทดลองโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน

จากการทดลองในสองหัวข้อที่ผ่านมา ทั้งในส่วนของการทดลองเปรียบเทียบการใช้งานโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน และในส่วนของการใช้งานโมเดลร่วมกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ได้ข้อสรุปว่าสามารถนำโมเดลไปใช้งานได้ทั้งกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจากหัวข้อการทดลองที่ผ่านมาทั้งหมดนั้นมีความครอบคลุมอุปกรณ์พื้นฐานของวงจรทั้งหมดแล้ว ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงกรณีที่น่าโมเดลไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับโหลดเหนี่ยวนำความร้อน (โหลดที่มีการสูญเสีย) เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องและโอกาสของความคลาดเคลื่อนที่สามารถเกิดขึ้นได้ โดยในการทดลองนี้จะทำการกำหนดค่าอุปกรณ์ภายในวงจรให้อยู่ในช่วงที่ไม่มีการใช้งานไดโอด เพื่อให้การทำงานนั้นมีผลมาจาก IGBT เพียงอย่างเดียวเพื่อลดความคลาดเคลื่อนจากตัวไดโอด โดยวงจรที่ใช้ในการทดสอบนั้นมีแผนภาพไคอะแกรมดังรูปที่ 5.16 และในส่วนของวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่ใช้สำหรับทดสอบนั้นยังคงใช้วงจรเดิมเหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่แรกดังรูปที่ 5.1 ซึ่งจะมีเพิ่มเติมในเรื่องของโหลดเหนี่ยวนำความร้อนที่ใช้ในการทดลองนี้ โดยที่ตัวโหลดเหนี่ยวนำความร้อนประกอบด้วย L_1 และ R_3 ซึ่งคำนวณโดยใช้ CENOS Platform และนอกจากนั้นแล้วก็ได้ทำการพิมพ์โมเดลต้นแบบดังกล่าวออกมาโดยใช้เครื่องพิมพ์สามมิติ เพื่อเป็นแบบสำหรับพันขดลวดทางฮาร์ดแวร์ให้มีความแม่นยำและมีขนาดใกล้เคียงกับที่ใช้ในการคำนวณ โดยขดลวดทางฮาร์ดแวร์มีลักษณะดังรูปที่ 5.17

จากแผนภาพไคอะแกรมของวงจรในรูปที่ 5.16 มีการกำหนดค่าอุปกรณ์ดังนี้ กำหนดให้ $R_1 = 20\Omega$ จากนั้นกำหนดให้ $R_2 = 50\Omega$ ต่อด้วยกำหนดให้ $R_3 = 0.413\Omega$ ต่อด้วยกำหนดให้ $L_1 = 18.76 \times 10^{-6} H$ และสุดท้ายกำหนดให้ $C_1 = 0.8179 \times 10^{-6} F$ ส่วนค่าที่เหลือนั้นยังคงใช้ค่าเดิมเหมือนกับการทดลองในหัวข้อแรก



รูปที่ 5.16 แผนภาพไคอะแกรมของวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน



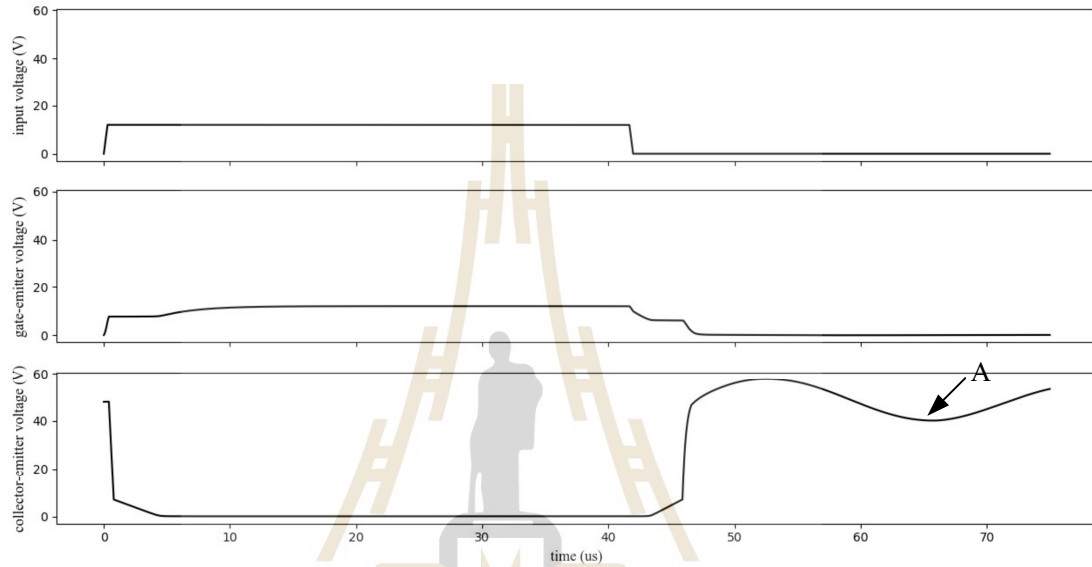
รูปที่ 5.17 โหลดที่ใช้ในการทดลอง

จากแผนภาพไดอะแกรมข้างต้นและการกำหนดค่าดังกล่าวสามารถแสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรที่คำนวณได้ดังรูปที่ 5.18 และผลการทดลองของการทำงานของวงจรทางฮาร์ดแวร์ที่ใช้สำหรับเปรียบเทียบกับผลการคำนวณของวงจรในกรณีเดียวกันนี้แสดงไว้ดังรูปที่ 5.19

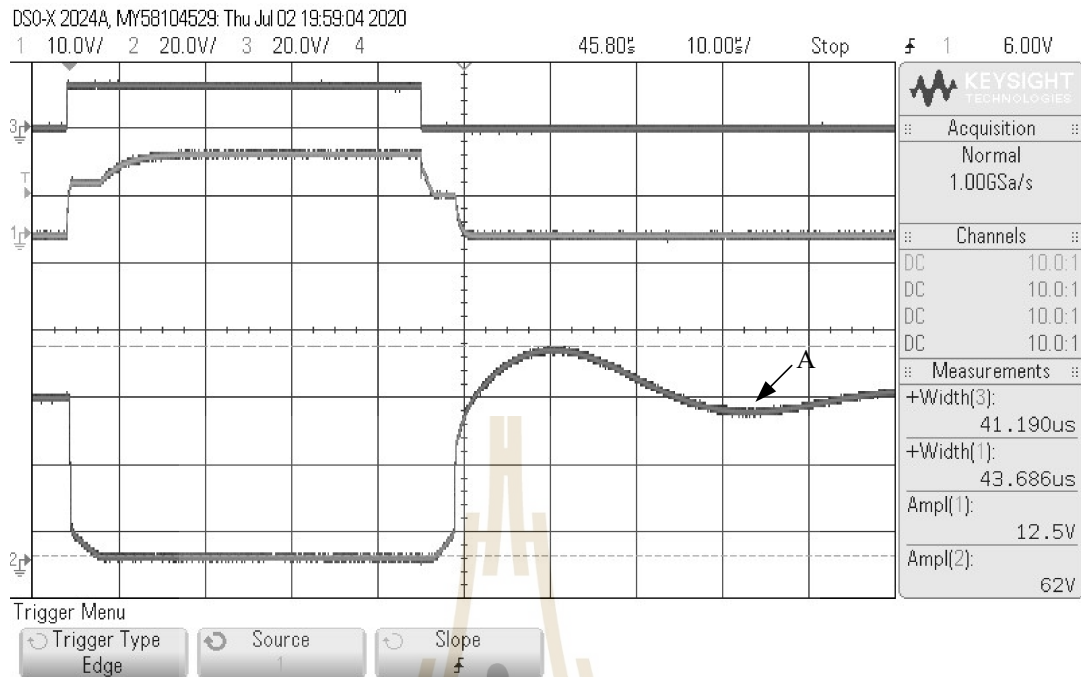
จากผลการทดลองในรูปที่ 5.19 เป็นผลการทดลองที่วัดได้จากการตั้งค่าออสซิลโลสโคป ดังนี้ การตั้งค่า Time/Div มีค่าเท่ากับ 10 us การตั้งค่า Volt/Div ของตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 1 มีค่าเท่ากับ 10 V ที่ตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 2 เท่ากับ 20 V และที่ตำแหน่งวัดสัญญาณช่องที่ 3 เท่ากับ 20 V โดยที่ทั้งสามช่องสัญญาณใช้หัวโพรบวัดสัญญาณแบบ 10:1 ทั้งสามช่อง นอกจากนี้แล้วได้ทำการตั้งค่าสัญญาณ Trigger ไว้ที่ช่องที่หนึ่งให้มีระดับแรงดันเท่ากับ 6 V และส่วนสุดท้ายได้ทำการตั้งค่าแกนเวลาให้ขยับไปทางซ้าย 45.8 us เพื่อให้จุดเริ่มวัดสัญญาณที่ได้จาก Trigger เริ่มจากจุดซ้ายสุด

จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.18 ประกอบด้วยเส้นกราฟสัญญาณสามเส้นที่ตำแหน่งโหนดของแรงดันไม่ทราบค่าในวงจรสองจุดและแรงดันอินพุตที่ทราบค่าหนึ่งจุดดังนี้ เส้นที่หนึ่งเส้นกราฟเส้นบนสุดเป็นกราฟของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้า Input Voltage (V_{in}) เส้นที่สองเส้นกราฟตรงกลางเป็นกราฟของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Gate และขา Emitter ซึ่งเป็นตำแหน่งโหนดแรงดันที่ไม่ทราบค่าที่คำนวณได้ และเส้นสุดท้ายเส้นกราฟล่างสุดเป็นกราฟของแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขา Collector และขา Emitter ซึ่งเป็นอีกตำแหน่งหนึ่งที่เป็นโหนดของแรงดันที่ไม่ทราบค่าที่คำนวณได้

จากผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.19 ประกอบด้วยเส้นกราฟสัญญาณสามเส้นดังนี้ เส้นหมายเลข 3 ที่อยู่บนสุดเป็นสัญญาณอินพุตป้อนเข้าที่วัดได้จากสัญญาณช่องที่สาม ต่อด้วยเส้นหมายเลข 1 ที่อยู่ตรงกลางเป็นสัญญาณของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Gate และขา Emitter ซึ่งวัดได้จากช่องสัญญาณช่องที่หนึ่ง และสุดท้ายเส้นหมายเลข 2 ที่อยู่ล่างสุดเป็นสัญญาณของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และขา Emitter ซึ่งวัดได้จากช่องสัญญาณช่องที่สอง



รูปที่ 5.18 ผลการคำนวณที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วย โหลดเหนี่ยวนำความร้อน



รูปที่ 5.19 ผลการทดลองที่ได้จากวงจรที่ประกอบด้วย โหลดเหนี่ยวนำความร้อน

จากผลการจำลองที่คำนวณได้ในรูปที่ 5.18 จะเห็นได้ว่าที่กราฟสัญญาณของแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Collector และ Emitter ไม่เกิดแรงดันย้อนกลับหรือไม่เกิดกราฟซีกล่างซึ่งหมายความว่าไม่มีการใช้งานไดโอด นอกจากนี้แล้วเมื่อเปรียบเทียบกับเส้นกราฟสัญญาณที่ได้จากผลการทดลองที่วัดได้ในรูปที่ 5.19 จะเห็นได้ว่าลักษณะของกราฟมีความสอดคล้องกัน ซึ่งเมื่อสังเกตจากสัญญาณที่ได้จะเห็นว่าขนาดแอมพลิจูดของคลื่นลูกที่สองมีขนาดลดลงทั้งๆที่ไม่มีการทำงานของไดโอดและไม่มีการสูญเสียที่ไดโอด นั่นเป็นเพราะว่าตัวโหลดเหนี่ยวนำความร้อนคือโหลดที่มีการสูญเสียทำให้พลังที่เก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำในตอนแรกมีการสูญเสียที่ตัวโหลดดังกล่าวและส่งผลให้แอมพลิจูดมีขนาดลดลง โดยจากขนาดที่ลดลงนี้ เราสามารถทำการเปรียบเทียบเพื่อหาค่าคลาดเคลื่อนระหว่างผลการจำลองที่คำนวณได้จากโมเดลและผลการทดลองที่วัดได้จากการทดลองดังนี้ โดยจากผลการจำลองพบว่าขนาดของจุดต่ำสุดของคลื่นลูกถัดมาจากลูกแรกที่ตำแหน่ง A มีขนาดเท่ากับ 42.2 โวลต์ และจากผลการทดลองพบว่าขนาดของจุดต่ำสุดของคลื่นลูกถัดมาจากลูกแรกที่ตำแหน่ง A มีขนาดเท่ากับ 43.8 โวลต์ ซึ่งเมื่อนำทั้งสองค่ามาทำการหาค่าคลาดเคลื่อนจะได้ 3.65% ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าคลาดเคลื่อนที่ได้มีขนาดน้อยมาก จากผลการวิเคราะห์ดังกล่าว ทั้งในเรื่องของความสอดคล้องของสัญญาณที่ได้จากการจำลองเทียบกับผลการทดลอง และความคลาด

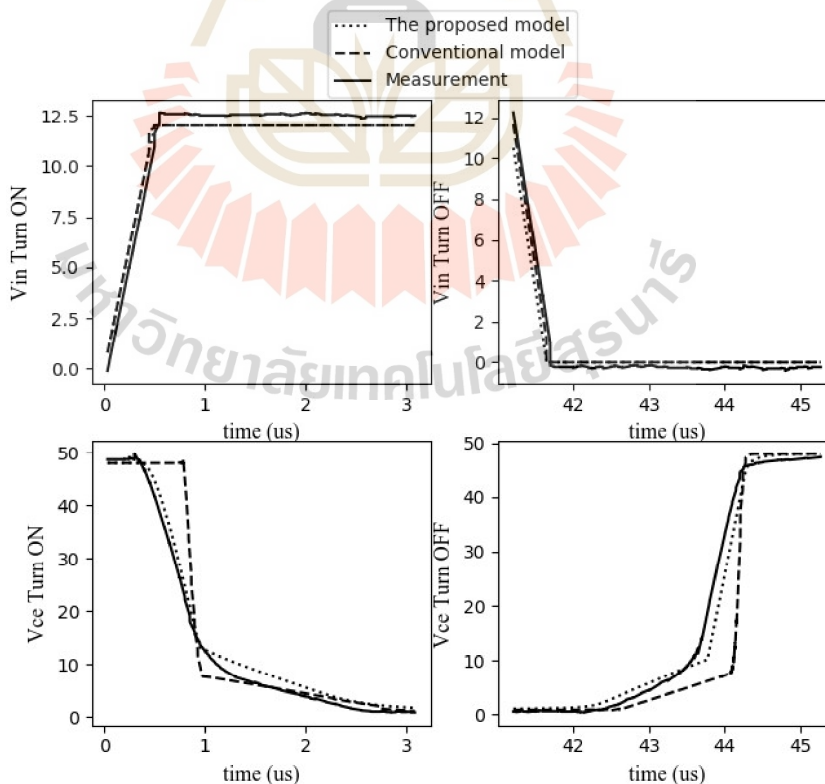
เคลื่อนที่เกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยจึงสรุปได้ว่าโมเดลนี้สามารถนำไปใช้งานกับวงจรที่ประกอบด้วย โหลดเหนี่ยวนำความร้อนได้

5.4 สรุปและอภิปรายผล

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการทดลองสำหรับตรวจสอบยืนยันผลของการทำงานทางฮาร์ดแวร์ เทียบกับผลที่คำนวณได้จาก โมเดล โดยได้ทำการแบ่งเป็นสามส่วนคือ การทดสอบกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน การทดสอบกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ และในที่สุดท้ายการทดสอบกับวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำ ซึ่งในส่วนแรกการทดสอบกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน จะเห็นได้ว่าผลการจำลองที่ได้จากโมเดลมีความสอดคล้องกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ และนอกจากนี้แล้วยังมีการทดสอบการตอบสนองที่เกิดโดยการเปลี่ยนแปลงค่าตัวต้านทานที่เกิด โดยผลการจำลองที่ได้ในส่วนของช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะมีการเพิ่มขึ้นและลดลง ซึ่งก็สอดคล้องกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ที่มีทิศทางการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของช่วงเวลาดังกล่าวไปในทิศทางเดียวกันกับผลการจำลอง และในขณะเดียวกันก็ยังแสดงให้เห็นว่า การตอบสนองทางฝั่งเกิด ส่งผลให้เกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นเล็กน้อยเมื่อช่วงของค่าความต้านทานที่เกิดที่ใช้ทำการจำลองขยับออกจากช่วงที่ทำการสร้าง โมเดล โดยผลกระทบหลักนั้นมาจากตัวต้านทานที่ขาเกตที่มีค่าไม่เท่ากันระหว่างตอนที่สร้าง โมเดลและตอนที่ทำการจำลอง แต่ผลที่ได้ก็แสดงให้เห็นว่ามีความคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย จากผลของความคลาดเคลื่อนนี้ผู้วิจัยมีความเห็นว่าค่าความต้านทานที่เกิดที่ใช้ตอนสร้าง โมเดลควรจะมีค่าใกล้เคียงกับตอนที่ทำการจำลอง จึงจะส่งผลให้มีความแม่นยำมากที่สุด และจากผลการจำลองที่มีลักษณะของสัญญาณที่สอดคล้อง รวมถึงที่เกิดความคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานตรงขาเกต ทำให้สรุปได้ว่า โมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอสามารถนำไปใช้จำลองวงจรที่ประกอบด้วยตัวต้านทานได้ นอกจากนี้แล้วในส่วนการทดสอบกับวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ก็ยังคงให้ผลการจำลองที่สอดคล้องกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ ซึ่งตรงนี้จึงสรุปได้ว่าโมเดลนี้สามารถนำไปใช้จำลองวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำได้ และในที่สุดท้ายนั้นการทดสอบกับวงจรที่ประกอบด้วยโหลดเหนี่ยวนำ ก็ให้ผลการจำลองที่สอดคล้องกับผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ และมีความคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย จากทั้งหมดที่กล่าวมานั้นทำให้เห็นได้ว่า โมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอได้ทำการทดสอบกับโหลดสามประเภทคือ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และ โหลดเหนี่ยวนำ และได้ผลสรุปว่าสามารถใช้ในการจำลองร่วมกับโหลดทั้งสามประเภทดังกล่าวได้

โดยนอกจากผลสรุปของการยืนยันการใช้งานโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอในแต่ละรูปแบบของวงจรที่ได้กล่าวไปในข้างต้น ก็ได้มีการนำ โมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอทำการจำลองเปรียบเทียบกับโมเดล

ที่นิยมใช้กันทั่วไป แต่เนื่องจากว่า ณ เวลาที่ผู้วิจัยทำการเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ IGBT เบอร์ที่ใช้ในส่วนของการยืนยันโมเดล ทางผู้ผลิตไม่ได้มีการเผยแพร่ SPICE โมเดลของเบอร์ดังกล่าว ผู้วิจัยจึงเลือกใช้ SPICE โมเดลของ IGBT เบอร์ FGL40N120ANDTU ที่ได้กล่าวไปในบทที่ผ่านมามาในหัวข้อสุดท้าย โดยได้ทำการสร้างโมเดลตามวิธีการที่ผู้วิจัยได้นำเสนอในบทที่ 4 และได้ทำการทดลองเปรียบเทียบโดยใช้รูปแบบการทดลองเดียวกันกับหัวข้อที่ 5.1 ซึ่งมีการกำหนดค่าอุปกรณ์ที่ต่อภายนอกและการป้อนสัญญาณในแต่ละส่วนเหมือนกัน ยกเว้น R_2 ซึ่งมีการกำหนดค่าเป็น 120 โอห์มเพื่อให้เห็นผลลัพธ์ที่ชัดเจน โดยผลการเปรียบเทียบสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.20 ซึ่งจะแบ่งเป็น 4 รูปย่อย โดยแต่ละรูปจะประกอบด้วยกราฟ 3 เส้นคือ กราฟที่ได้จากผลการจำลองของโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอ (The proposed model) กราฟที่ได้จากโมเดลที่นิยมใช้กันทั่วไป (Conventional model) และกราฟที่ได้จากผลการวัดทางฮาร์ดแวร์ (Measurement) ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการจำลองที่ได้จากโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอมีความใกล้เคียงกับผลการวัดทางฮาร์ดแวร์มากกว่าผลการจำลองที่ได้จากโมเดลที่นิยมใช้กันทั่วไป ซึ่งเป็นผลมาจากค่าความจุไฟฟ้าภายในสองระดับที่ผู้วิจัยนำเสนอ และวิธีการสร้างโมเดลจากช่วงที่ใกล้กับการทำงานจริง จึงส่งผลให้โมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอมีความใกล้เคียงมากกว่าในกรณีดังกล่าว



รูปที่ 5.20 ผลการเปรียบเทียบระหว่างโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอ กับ SPICE

แต่อย่างไรก็ตามการทดลองที่มีอยู่ในวิทยานิพนธ์นี้ ก็ยังไม่ครอบคลุมในส่วนของผลกระทบจากแรงดันที่ตกคร่อม Collector-Emitter, Collector-Gate, และ Gate-Emitter ต่อค่าความจุไฟฟ้าภายในแต่ละตัว ในแบบที่ครอบคลุมหลายช่วงการทำงานของ IGBT ดังที่มีการนำเสนอในผลงานวิจัยของ (Jing, Du, Wei, & Hurley, 2020) ซึ่งมีการนำเสนอค่าความจุไฟฟ้าภายในเป็นฟังก์ชันที่ต่อเนื่องในลักษณะของไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ (Hyperbolic-Tangent) ซึ่งจะแตกต่างจากของผู้วิจัยที่นำเสนอเป็นค่าความจุไฟฟ้าภายในสองระดับ แต่อย่างไรก็ตามค่าความจุไฟฟ้าภายในแบบสองระดับที่ผู้วิจัยนำเสนอ นั้นก็มีความซับซ้อนน้อยกว่าของผลงานวิจัยดังกล่าว และก็เพียงพอหรือครอบคลุมพฤติกรรมของการเปลี่ยนสถานะของ IGBT ดังที่ได้แสดงไว้ใน การทดลอง และนอกจากนี้แล้วการทดลองที่มีอยู่ในวิทยานิพนธ์นี้ ก็ยังไม่ครอบคลุมในส่วน of ผลกระทบทางอุณหภูมิ ว่าถ้าหากตัวอุปกรณ์มีอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป และต่างจากอุณหภูมิในตอนที่ใช้ในการสร้างโมเดล จะส่งผลให้เกิดความคลาดเคลื่อนเล็กน้อยเพียงใด เพราะว่าปรากฏการณ์พื้นฐานของ IGBT ในทางฟิสิกส์นั้น ถ้าหากตัวสารกึ่งตัวนำดังกล่าวได้รับพลังงานจากภายนอกหรือได้รับพลังงานจากความร้อน จะส่งผลให้มีปริมาณอิเล็กตรอนอิสระเพิ่มขึ้น (Boylestad & Nashelsky, 2012) นั้นหมายความว่า จะทำให้คุณสมบัติหรือสภาพนำไฟฟ้านั้นเปลี่ยนแปลงไป และส่งผลให้ลักษณะของสัญญาณที่ได้ นั้นเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย แต่เนื่องจากว่าการทดลองในเรื่องของผลกระทบทางอุณหภูมินั้นทำได้ค่อนข้างยากเนื่องจากว่าต้องระวังในเรื่องของความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับ IGBT ในวิทยานิพนธ์นี้จึงไม่สามารถแสดงการทดลองเพื่อให้เห็นความคลาดเคลื่อนจากผลกระทบทางอุณหภูมิดังกล่าวได้

บทที่ 6

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการสร้างโมเดล IGBT ตั้งแต่กระบวนการเก็บค่าจนได้ตัวโมเดลสำหรับใช้งาน โดยวิธีการที่นำเสนอมีความครอบคลุมทุกส่วนของโมเดลตั้งแต่วงจรสมมูลของโมเดล วิธีการหาค่าพารามิเตอร์ในวงจรสมมูล วิธีการสร้างฟังก์ชันการทำงานของ IGBT ในเชิงไฟฟ้ากระแสตรงโดยการประยุกต์ใช้วิธี Least Squares Regression และ Bilinear Interpolation ต่อด้วยวิธีการแยกค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรงจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ จากนั้นก็นำเสนอวิธีการหาค่าความจุไฟฟ้าแฝงที่อยู่ภายใน IGBT ซึ่งมีสองระดับ หลังจากเสร็จสิ้นกระบวนการสร้างโมเดล IGBT แล้ว ก็ได้้นำเสนอการทดสอบการนำโมเดล IGBT ที่ได้ไปใช้งานในแบบต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วยการนำโมเดล IGBT ไปใช้งานร่วมกับวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวต้านทาน พร้อมทั้งทำการทดสอบเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ของวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวต้านทาน จากนั้นต่อด้วยการทดสอบการนำโมเดล IGBT ไปใช้งานร่วมกับวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำ พร้อมทั้งทำการทดสอบเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ของวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำ และปิดท้ายด้วยการทดสอบการนำโมเดล IGBT ไปใช้งานร่วมกับวงจรที่ประกอบไปด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน พร้อมทั้งทำการทดสอบเปรียบเทียบผลการจำลองและผลการทำงานทางฮาร์ดแวร์ของวงจรที่ประกอบไปด้วยโหลดเหนี่ยวนำความร้อน ซึ่งในส่วนสุดท้ายนี้ได้ผลสรุปว่า โมเดลที่นำเสนอสามารถใช้งานได้ในทางปฏิบัติ และนอกจากการทดลองยืนยันการใช้งานโมเดลที่ได้กล่าวมานั้น ก็ได้มีการทดลองเปรียบเทียบโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอกับโมเดลที่นิยมใช้กันทั่วไป โดยผลที่ออกมาพบว่าโมเดลที่ผู้วิจัยนำเสนอให้ผลการจำลองที่ใกล้เคียงมากกว่าโมเดลที่นิยมใช้กันโดยทั่วไป

สำหรับปัญหาที่พบในวิธีการสร้างโมเดล IGBT ที่ได้นำเสนอ นั้น พบว่าในขั้นตอนการหาค่าความจุไฟฟ้าภายใน ยังมีความยุ่งยากเล็กน้อย ในเรื่องของการปรับจูนค่าตัวแปร r แต่ก็แลกมาด้วยข้อดีที่ช่วยลดเวลาลงเมื่อเทียบกับการหาค่าความจุไฟฟ้าแฝงโดยใช้วิธีแบบ Brute Force

สำหรับแนวทางในการพัฒนาต่อในอนาคตคือ อาจจะทำการออกแบบวิธีการที่ใช้สำหรับช่วยหาค่าความจุไฟฟ้าแฝงภายในโมเดล IGBT ให้มีความง่ายมากกว่าวิธีการที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน

เอกสารอ้างอิง

- 2MBI100VA-120-50 Datasheet | Fuji Electric—Datasheetspdf.com. (n.d.). Retrieved October 13, 2020, from <https://datasheetspdf.com/datasheet/2MBI100VA-120-50.html>
- Asparuhova, K., & Grigorova, T. (2006). IGBT Behavioral PSPICE Model. *2006 25th International Conference on Microelectronics*, 203–206.
- Baliga, B. J. (1985). Analysis of insulated gate transistor turn-off characteristics. *IEEE Electron Device Letters*, 6(2), 74–77.
- Bastos, J. P. A., & Sadowski, N. (2017). *Magnetic Materials and 3D Finite Element Modeling*. CRC Press.
- Bayındır, N. S., Kükrer, O., & Yakup, M. (2003). DSP-based PLL-controlled 50–100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 150(3), 365–371.
- Boylestad, R., & Nashelsky, L. (2012). *Electronic Devices and Circuit Theory* (11th Edition). Upper Saddle River, N.J: Pearson.
- Byoung-Kuk Lee, Jin-Woo Jung, Bum-Seok Suh, & Dong-Seok Hyun. (1997). A new half-bridge inverter topology with active auxiliary resonant circuit using insulated gate bipolar transistors for induction heating applications. *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, 2, 1232–1237 vol.2.
- CENOS | 3D simulation & modelling software for induction heating. (n.d.). Retrieved October 14, 2020, from Cenos website: <https://www.cenos-platform.com>
- Chapra. (2005). *Numerical Methods for Engineers* (5th Edition). Boston: McGraw-Hill Education.
- Chimento, F., Mora, N., Bellini, M., Stevanovic, I., & Tomarchio, S. (2011). A simplified spice based IGBT model for power electronics modules evaluation. *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1155–1160.
- Dede, E. J., Jordan, J., Esteve, V., Navarro, A. E., & Ferreres, A. (1996). On the design of a high power IGBT

- series resonant inverter for induction forging applications. *Proceedings of IEEE. AFRICON '96, 1*, 206–211 vol.1.
- Fatemizadeh, B., & Silber, D. (1993). A versatile electrical model for IGBT including thermal effects. *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*, 85–92.
- Feiler, W., Gerlach, W., & Wiese, U. (1995). Two-dimensional analytical models of the carrier distribution in the on-state of the IGBT. *Solid-State Electronics*, 38(10), 1781–1790.
- Goldberg, D. E. (1999). *Schaum's Outlines of Beginning Chemistry* (2nd Edition). New York: McGraw-Hill.
- Haddi, A., Maouad, A., Elmazria, O., Hoffmann, A., & Charles, J. P. (1998). A Simplified Spice Model for IGBT.
- Hefner, A. R. (1990). Analytical modeling of device-circuit interactions for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT). *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(6), 995–1005.
- Hefner, A. R. (1994). A dynamic electro-thermal model for the IGBT. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(2), 394–405.
- Hefner, A. R. (1995). Modeling buffer layer IGBTs for circuit simulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(2), 111–123.
- Hefner, A. R., & Diebolt, D. M. (1994). An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(5), 532–542.
- Hsu, J.-T., & Ngo, K. D. T. (1996). Behavioral modeling of the IGBT using the Hammerstein configuration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(6), 746–754.
- Iannuzzo, F., & Busatto, G. (2004). Physical CAD model for high-voltage IGBTs based on lumped-charge approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(4), 885–893.
- Ishikawa, K., Suda, K., Sasaki, M., & Miyazaki, H. (2005). A 600V driver IC with new short protection in hybrid electric vehicle IGBT inverter system. *Proceedings. ISPSD '05. The 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 2005.*, 59–62.
- Jain, R., Kasturi, R., & Schunck, B. G. (2016). *Machine Vision*. Indo American Books.
- Jing, L., Du, M., Wei, K., & Hurley, W. G. (2020). An Improved Behavior Model for IGBT Modules Driven by Datasheet and Measurement. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 67(1), 230–236.

- Johansson, R. (2018). *Numerical Python: Scientific Computing and Data Science Applications with Numpy, SciPy and Matplotlib*. Apress.
- Jung-Goo Cho, Ju-Won Baek, Chang-Yong Jeong, & Geun-Hie Rim. (1999). Novel zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(1), 15–20.
- Kasa, N., Iida, T., & Liang Chen. (2005). Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(4), 1145–1152.
- Kim, H.-S., Cho, Y.-H., Kim, S.-D., & Choi, Y.-I. (1993). Parameter extraction for the static and dynamic model of IGBT. *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*, 71–74.
- Koertzen, H. W., van Wyk, J. D., & Ferreira, J. A. (1995). Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking. *Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*, 2, 729–735 vol.2.
- Kraus, R., Turkes, P., & Sigg, J. (1998). Physics-based models of power semiconductor devices for the circuit simulator SPICE. *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, 2, 1726–1731 vol.2.
- Kuang Sheng, Finney, S. J., & Williams, B. W. (1999). A new analytical IGBT model with improved electrical characteristics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1), 98–107.
- Kuczmann, M. S. (n.d.). *POTENTIAL FORMULATIONS IN MAGNETICS APPLYING THE FINITE ELEMENT METHOD*. 224.
- Kvien, O., Undeland, T. M., & Rogne, T. (1993). Models for simulation of diode (and IGBT) switchings which include the effect of the depletion layer. *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, 1190–1195 vol.2.
- Lam, S. K., Pitrou, A., & Seibert, S. (2015). Numba: A LLVM-based Python JIT compiler. *Proceedings of the Second Workshop on the LLVM Compiler Infrastructure in HPC*, 1–6. New York, NY, USA: Association for Computing Machinery.

- Lauritzen, P. O., Andersen, G. K., & Helsper, M. (2001). A basic IGBT model with easy parameter extraction. *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, 4, 2160–2165 vol. 4.
- Li, G., Wen, H., Yao, C., Wang, J., Lu, X., Xu, Z., ... Chen, C. (2017). A simplified IGBT behavioral model with a tail current module for switching losses estimation. *2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 1–6.
- Li, J. M., Lafore, D., Arnould, J., & Reymond, B. (1993). Analysis of switching behavior of the power insulated gate bipolar transistor by soft modeling. *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 220–225 vol.2.
- Monti, A. (1996). A fuzzy-based black-box approach to IGBT modelling. *Proceedings of Third International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, 2, 1147–1150 vol.2.
- Najm, F. N. (2010). *Circuit Simulation* (1st Edition). Hoboken, N.J: Wiley-IEEE Press.
- Neamen, D. A. (2011). *Semiconductor Physics And Devices: Basic Principles* (4th Edition). New York, NY: McGraw-Hill.
- Ngspice, the open source Spice circuit simulator—Documentation. (n.d.). Retrieved October 14, 2020, from <http://ngspice.sourceforge.net/docs.html>
- Oh, H.-S., & El Nokali, M. (2001). A new IGBT behavioral model. *Solid-State Electronics*, 45(12), 2069–2075.
- ON Semiconductor. (n.d.). Retrieved October 13, 2020, from <https://www.onsemi.com/products/discrete-drivers/igbts/fgl40n120and>
- Regmi, R. P. (2016). Application of differential equation in L-R and C-R circuit analysis by classical method. *Janapriya Journal of Interdisciplinary Studies*, 5, 114–123.
- Shen, Z., & Chow, T. P. (1991). An analytical IGBT model for power circuit simulation. [1991] *Proceedings of the 3rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, 79–82.
- Shen, Z., & Chow, T. P. (1993). Modeling and characterization of the insulated gate bipolar transistor (IGBT) for SPICE simulation. [1993] *Proceedings of the 5th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, 165–170.
- Shewchuk, J. R. (1994). *An Introduction to the Conjugate Gradient Method Without the Agonizing Pain* [Technical Report]. USA: Carnegie Mellon University.

- Tichenor, J. L., Sudhoff, S. D., & Drewniak, J. L. (2000). Behavioral IGBT modeling for predicting high frequency effects in motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(2), 354–360.
- Ying-Yu Tzou, & Lun-Jun Hsu. (1993). A practical SPICE macro model for the IGBT. *Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 762–766 vol.2.
- Yue, Y., Liou, J. J., & Batarseh, I. (1996). An analytical insulated-gate bipolar transistor (IGBT) model for steady-state and transient applications under all free-carrier injection conditions. *Solid-State Electronics*, 39(9), 1277–1282.





ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

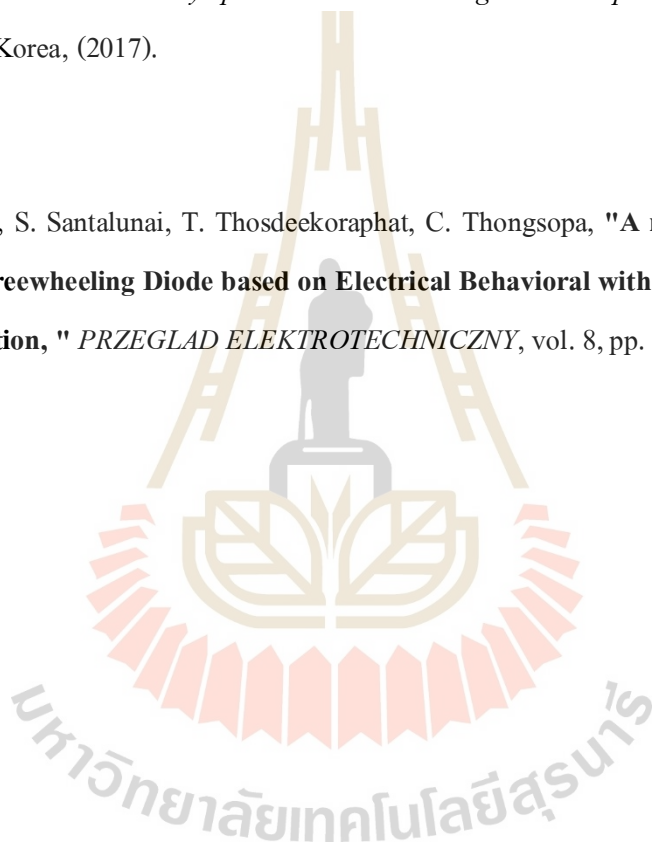
รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

บทความวิชาการ

K. Thepsatitsilp, W. Boonpeang, P. Saeung, N. Pukseesang, C. Thongsopa, "**Experiment and design a suitable induction heating for air heat exchanger application,**" in *Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, Seoul, South Korea, (2017).

วารสารวิชาการ

W. Boonpeang, S. Santalunai, T. Thosdeekoraphat, C. Thongsopa, "**A new Modeling of IGBT and Freewheeling Diode based on Electrical Behavioral with Independently of Time Condition,**" *PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 8, pp. 10-15, 2020.



doi:10.15199/48.2020.08.02

A new Modeling of IGBT and Freewheeling Diode based on Electrical Behavioral with Independently of Time Condition

Abstract. Several IGBT model proposed and constructed over the past years have exposed different essential qualities. However, in this paper, a new model of IGBT and Freewheeling diode based on electrical behavior is presented. The proposed parameters extraction process adopts the least squares regression and bilinear interpolation and, a two-level capacitance technique. and the model's structure solely consists of fundamental components. In addition, the proposed model validates its simplicity for parameters extraction process, and its user-friendly application for a circuit topology of fundamental components. Some key factors of our proposed model are; independent time constraint, implementation flexibility, easily application by different topologies. These enumerated factors reinforce the reliability and suitability of our proposed model for a circuit simulation and optimization. The verification of our proposed model was steered with the use of an experimental circuit that consists of commercial components. Lastly, our simulation results showed a pattern of consistency with the experimental results.

Streszczenie. W artykule opisano nowy model IGBT wykorzystujący diodę ruchu swobodnego (freewheeling diode). Model opiera się na niezależnym, ograniczeniu czasu, elastyczności zastosowania i łatwym zastosowaniu w różnych topologiach. Przeprowadzono symulację i optymalizację modelu. Wyniki zweryfikowano eksperymentalnie. Nowy model IGBT bazujący na diodzie typu Freewheeling z niezależnym ograniczeniem czasu

Keywords: IGBT; Freewheeling diode; Behavioral modeling; Least squares regression; Bilinear interpolation.

Słowa kluczowe: IGBT, Freewheele diode – dioda ruchu swobodnego,.

Introduction

The development of IGBT over the last 20 years has led to different and continuous interests in its application capabilities. It is used in many areas of circuit application such as; flyback inverter, half-bridge inverter and full-bridge inverter [29-31], and also in general applications such as; cooktop appliance, induction forging, induction hardening and electric vehicle [32-35]. The widely use of IGBT device for various high power applications could be associated with its high power density properties. Many researchers have developed different mathematical models for the evaluation of its electric behavior in application circuits for the mitigation of unwarranted occurrences that may arise during hardware implementation.

An analytical IGBT model derived from the physical property of an IGBT device that initializes from an ambipolar diffusion equation and a fundamental equation of a semiconductor device were proposed [1-11]. Authors of literatures [12-15] presented models derived from the fundamental equations of MOSFET and BJT combination. The electrical and thermal effects that comprise of silicon chip surface temperature package, header temperature package, case temperature, and ambient temperature were demonstrated by the models in [16, 17].

Researchers in [18], designed and proved the implementation of Saber Circuit Simulator with static and dynamic condition, and their results were similar to the expected experimental results. An equivalent circuit suitable for SPICE simulation was proposed [19-21]. As stated above, an analytical IGBT model has been widely implemented in numerous applications, however, parameters extraction process for an analytical model from physical phenomenon requires a professional technique, in order to complete the model construction. There are many parameters that are difficult to specify, and are unstated in the manufacturer's specifications sheet, which makes the implementation of the analytical model difficult. Nonetheless, the behavioral model is less complex than the analytical model.

Different mathematical modeling techniques using an electrical behavior were proposed in [22, 23]. Authors of these literatures proposed a behavioral model which initializes from the fundamental equations of MOSFET and

BJT, but its implementation still remains problematic. A simplified behavioral model based on data measurement, corresponding circuit, mathematical model, construction method was proposed in [24]. Though, the disadvantage of this model might not be overseen by ambiguous and complex shape of its gate signal, because its conductance function is separated into a state of time, and it is also independent on voltage drop between the gate and the emitter. A model that governs this ambiguous and complex shape of gate was proposed [25]. This technique was structured on neuron-fuzzy functions, which could be considered as a complex method in the construction process, when compare with the method proposed in [26]. The author's approach embraces the Hammersten Model, which consists of nonlinear static block and a linear dynamic block, this model is governed by IGBT phenomena. Nevertheless, our proposed model that embraces a simplified circuit simulation and optimization technique is technically different from the model proposed in [26]. The proposed model is presented as schematic diagram, and consists of inactive components.

Finally, we present a technique for modeling an IGBT and Freewheeling diode, the model was constructed with the use of manufacturer's specifications sheet, and experimental setup. This technique is based on the least squared regression method with electrical characteristics, in terms of collector-emitter current against collector-emitter voltage at each point of gate-emitter voltage. A bilinear interpolation method for conductance function modeling, was also adopted.

IGBT and Freewheeling diode conductance modeling

An equivalent circuit of our proposed IGBT and Freewheeling diode model is presented in this section. It is made up of fundamental components as displayed in Fig. 1. The conductance modeling process is divided into two parts. The first part is the G_{CE} IGBT conductance modeling process, which is also sub-divided into two parts; the modeling of electrical characteristics in terms of the collector-emitter voltage against collector-emitter current at each point of gate-emitter voltage, and the use of bilinear interpolation method that depends on both the collector-

emitter voltage and gate-emitter voltage for the governing of conductance function.

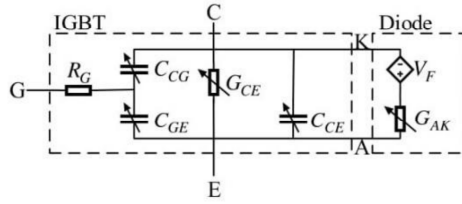


Fig. 1. Schematic diagram of IGBT and a Freewheeling diode model.

The first part of IGBT conductance modeling involves the formulation of the proposed least squares regression with polynomials. Eq. (1) represents the fundamentals of least squares regression by polynomials as a general form of collector-emitter current a variation against collector-emitter voltage [28].

$$(1) I_{CE}(V_{CE}, V_{GE}) = a_0 + a_1 V_{CE} + a_2 V_{CE}^2 + \dots + a_m V_{CE}^m.$$

The collector-emitter current (I_{CE}), collector-emitter voltage (V_{CE}), gate-emitter voltage (V_{GE}), and the coefficients $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ transform Eq. (1) into data curve. m is less than the total number of data minus one ($m < n - 1$), which means that one set of data includes n

data point in the form of (V_{CE}^i, I_{CE}^i) , while $i = 1, 2, 3, \dots, n$. To model a collector-emitter current against collector-emitter voltage at each gate-emitter voltage curve, we used data from manufacturer's specifications sheet of IGBT-2MB1100VA-120-50 [38]. Solving Eq. (1) leads to the mathematical Eq. (2), and from the curve in manufacturer's specifications sheet, the gate-emitter voltage at 8V:

$$(2) I_{CE}(V_{CE}, 8) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.703855 \\ -0.037838 + 21.6397V_{CE} - 369.496(V_{CE})^2 + 2235.37(V_{CE})^3 - 6428.56(V_{CE})^4 \\ + 9750.11(V_{CE})^5 - 7975.32(V_{CE})^6 + 3333.3(V_{CE})^7 - 559.518(V_{CE})^8, & 0.703855 \leq V_{CE} < 1.32232 \\ 12.136, & V_{CE} \geq 1.32232 \end{cases}$$

at 10V:
(3)

$$I_{CE}(V_{CE}, 10) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.682059 \\ -0.8137 + 29.8023V_{CE} - 146.241(V_{CE})^2 + 222.085(V_{CE})^3 - 119.032(V_{CE})^4 \\ + 27.4129(V_{CE})^5 - 2.32489(V_{CE})^6, & 0.682059 \leq V_{CE} < 3.43329 \\ 95.873, & V_{CE} \geq 3.43329 \end{cases} \text{ and } b_4 \text{ as:} \quad (11)$$

at 12V:
(4)

$$I_{CE}(V_{CE}, 12) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.684558 \\ 6.46642 - 59.1606V_{CE} + 82.3672(V_{CE})^2 - 14.2348(V_{CE})^3, & 0.684558 \leq V_{CE} < 3.22808 \\ 107.78 + 27.0083V_{CE}, & V_{CE} \geq 3.22808 \end{cases}$$

at 15V:
(5)

$$I_{CE}(V_{CE}, 15) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.605108 \\ 1.59022 - 30.6318V_{CE} + 46.2789(V_{CE})^2, & V_{CE} \geq 0.605108 \end{cases}$$

at 20V:
(6)

$$I_{CE}(V_{CE}, 20) = \begin{cases} 0, & V_{CE} < 0.633139 \\ 4.12014 - 44.2401V_{CE} + 59.5962(V_{CE})^2, & V_{CE} \geq 0.633139 \end{cases}$$

and at 7V, the gate-emitter threshold voltage is given as $I_{CE}(V_{CE}, 7) = 0$.

The governing conductance function that depends on both the collector-emitter voltage, and gate-emitter voltage. The characteristics curve from the manufacturer's

specifications sheet could be considered as rectangular grids, with the proposed bilinear interpolation method. The graphical representation of bilinear interpolation for a two-dimensional interpolation is shown in Fig. 2.

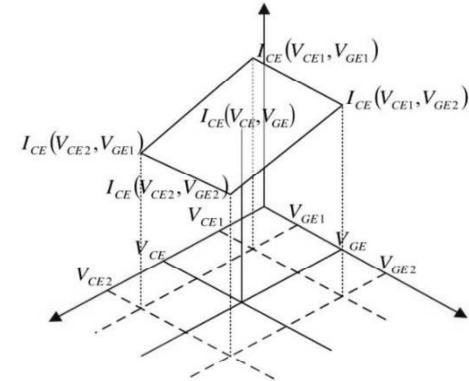


Fig. 2. Graphical depiction of two-dimensional bilinear interpolation.

The general form of bilinear interpolation that relates the collector-emitter current, collector-emitter voltage with the gate-emitter voltage is given as the surface equation in Eq. (7) [36].

$$(7) I_{CE}(V_{CE}, V_{GE}) = b_1 + b_2 V_{CE} + b_3 V_{GE} + b_4 V_{CE} V_{GE}.$$

and from Eq. (7) the values of coefficient b_1, b_2, b_3 and b_4 are into four parts as follows.

b_1 :

$$(8) b_1 = \frac{V_{CE2}V_{GE2}I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE1}) - V_{CE2}V_{GE1}I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE2}) - V_{CE1}V_{GE2}I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE1}) + V_{CE1}V_{GE1}I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})}$$

b_2 :

$$(9) b_2 = \frac{-V_{GE2}I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE1}) + V_{GE1}I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE2}) + V_{GE2}I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE1}) - V_{GE1}I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})}$$

b_3 :

$$(10) b_3 = \frac{-V_{CE2}I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE1}) + V_{CE2}I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE2}) + V_{CE1}I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE1}) - V_{CE1}I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})}$$

and b_4 as:

$$(11) b_4 = \frac{I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE1}) - I_{CE}(V_{CE1}, V_{GE2}) - I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE1}) + I_{CE}(V_{CE2}, V_{GE2})}{(V_{CE2} - V_{CE1})(V_{GE2} - V_{GE1})}$$

.

V_{CE1} and V_{CE2} are given as:

$$(12) V_{CE1} = V_{CE} - \Delta V_{CE},$$

$$(13) V_{CE2} = V_{CE} + \Delta V_{CE}.$$

and an acceptable value of $\Delta V_{CE} = 0.1$. Finally, V_{GE1} and V_{GE2} are given as:

$$(14) V_{GE1} = \begin{cases} 0, & 0 \leq V_{GE} < 8 \\ 8, & 8 \leq V_{GE} < 10 \\ 10, & 10 \leq V_{GE} < 12 \\ 12, & 12 \leq V_{GE} < 15 \\ 15, & 15 \leq V_{GE} < 20 \\ 15, & V_{GE} \geq 20 \end{cases}$$

$$(15) \quad V_{GE2} = \begin{cases} 8, & 0 \leq V_{GE} < 8 \\ 10, & 8 \leq V_{GE} < 10 \\ 12, & 10 \leq V_{GE} < 12 \\ 15, & 12 \leq V_{GE} < 15 \\ 20, & 15 \leq V_{GE} < 20 \\ 20, & V_{GE} \geq 20 \end{cases}$$

The derivation of a complete conductance function (G_{CE}) is given as:

$$(16) \quad G_{CE}(V_{CE}, V_{GE}) = \begin{cases} 0, & V_{GE} \leq V_T \\ \frac{I_{CE}(V_{CE}, V_{GE}) - I_{CE}(V_{CE} - \Delta V_{CE}, V_{GE})}{\Delta V_{CE}}, & V_{GE} > V_T \end{cases}$$

while $V_T = 7V$.

The second part involves the modeling the conductance function of a Freewheeling diode, which is based on the electrical behavior of the diode adopted from the Manufacturer's specifications sheet. The anode-cathode current and the anode-cathode voltage with least square regression method. the cathode current function is stated in Eq. (1) as:

$$(17) \quad I_{AK}(V_{AK}) = \begin{cases} 0, & V_{AK} < 0.685511 \\ 2.91465 - 19.4867V_{AK} + 7.35414(V_{AK})^2 + 21.6919(V_{AK})^3, & V_{AK} \geq 0.685511 \end{cases}$$

, from Eq. (17) the diode conductance is derived as:

$$(18) \quad G_{AK}(V_{AK}) = \begin{cases} 0, & V_{AK} < V_F \\ \frac{I_{AK}(V_{AK}) - I_{AK}(V_{AK} - \Delta V_{AK})}{\Delta V_{AK}}, & V_{AK} \geq V_F \end{cases}$$

, while the forward on voltage of diode is given as:

$$(19) \quad V_F = \begin{cases} 0, & V_{AK} < 0 \\ 0.7, & V_{AK} \geq 0 \end{cases}$$

Internal capacitance estimation

In this section, a two-level capacitance estimation process is presented. It is divided into 2 parts; capacitance estimation (1), and capacitance estimation (2), both parts are used in the experimental set up as shown in Fig 3. The diode section was excluded because the experiment was solely conducted on the positive side of IGBT device. Other necessary assigned parameters before estimation are; V_{dc} , V_{in} , R_1 , and R_2 , it must be noted that appropriate parameters are required for a precise and definite estimation process. The parameters chosen for a clear and concise signal measurement are; $V_{dc} = 48V$, $R_1 = 53.4\Omega$, $R_2 = 30\Omega$, and V_{in} was assigned with a one-period rounded shape rectangular pulse that has a rise and fall time of 46 ns, width of 41.7 us, and amplitude of 12V. $R_G = 7.5\Omega$ value was adopted from the Manufacturer's specifications sheet. The results from the measurement points of V_{CE} and V_{GE} could be separated into signal wave forms of 9 states, t_1 to t_9 , as shown in Fig 4. While the dash line of V_{CE} , and the solid line of V_{GE} represent the signal wave forms.

First, is the capacitance estimation process level 1, which consists of C_{CE} , C_{CG} and C_{GE} . These

capacitances function when internal collector-gate voltage level greater than zero ($V_{CG} > 0$). The variables at level 1 are given as: C_{CE1} , C_{CG1} and C_{GE1} respectively. The derivation process for solving these variables are presented as follows [27, 37]:

$$(20) \quad V_T^+ = 12e^{-\frac{t_1}{C_{CGE1}R_2}} \left(-1 + e^{\frac{t_1}{C_{CGE1}R_2}} \right),$$

C_{CGE1} :

$$(21) \quad C_{CGE1} = C_{CG1} + C_{GE1},$$

and

$$(22) \quad C_{GE1} = r_1 C_{CG1}.$$

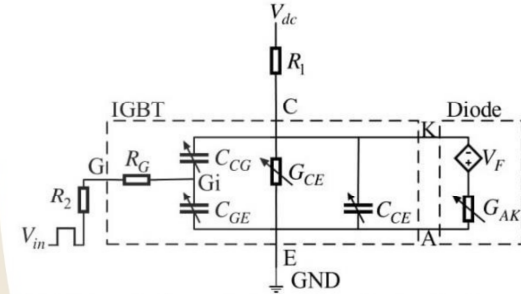


Fig. 3. Schematic diagram for internal capacitance estimation.

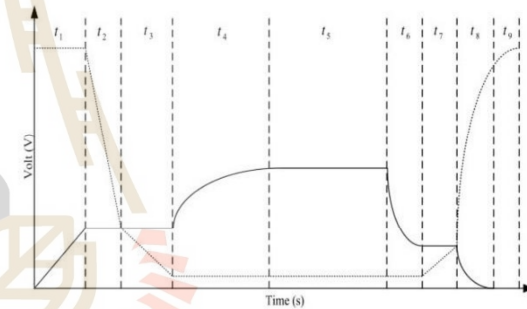


Fig. 4. Transition state of IGBT.

The final derivation of level 1 capacitance completed by solving Eq. (23)

$$(23) \quad V_T^+ = \frac{48e^{-\frac{G_{CE}(V_S, V_T^+)t_2}{C_{CGE1}}} - \left(\frac{t_2}{C_{CGE1}R_1}\right) \left(G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1 + e^{\frac{(1+G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1)t_2}{C_{CGE1}R_1}} \right)}{1 + G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1}$$

, while C_{CGE1} is given as:

$$(24) \quad C_{CGE1} = C_{CG1} + C_{CE1}.$$

from Eq. (20) and Eq. (23), t_1 and t_2 are time durations as depicted in Fig. 4, which obtainable from the measurement data. V_T^+ is voltage value that is slightly greater than the gate-emitter threshold voltage. V_S is collector-emitter saturation voltage which can be obtained from manufacturer's specifications sheet. In order to achieve desirable values for C_{CG1} and C_{GE1} from Eq. (22), coefficient ratio r_1 could be adopted from the (Tunable

parameter). By using the assigned values of $(0.216 \times 10^{-6}$ and $0.275 \times 10^{-6})$ from the experimental data, for t_1 and t_2 , and solving Eq. (20) and Eq. (23) with Newton method [28], values of $C_{CGGE1} = 6.564 \times 10^{-9}$ and $C_{CGCE1} = 29.412 \times 10^{-9}$ were obtained. $r_1 = 11$, and solving Eq. (21) and Eq. (24) the solution values of $C_{CG1} = 0.547 \times 10^{-9} \text{F}$, $C_{GE1} = 6.017 \times 10^{-9} \text{F}$, and $C_{CE1} = 28.865 \times 10^{-9} \text{F}$ were obtained.

Second, is the capacitance estimation process level 2. These capacitances function, when internal collector-gate voltage level less than or equal to zero ($V_{CG} \leq 0$). The variables at level 2 are given as: C_{CE2} , C_{CG2} and C_{GE2} . The derivation process for solving these variables are presented as follows:

$$(25) \quad V_{inA} = 12e^{-\frac{5t_4}{C_{CGGE2}R_2}} \left(-0.415 + e^{\frac{5t_4}{C_{CGGE2}R_2}} \right),$$

C_{CGGE1} :

$$(26) \quad C_{CGGE2} = C_{CG2} + C_{GE2},$$

and

$$(27) \quad C_{GE2} = r_2 C_{CG2}.$$

The final derivation of level 2 capacitance completed by solving Eq. (28)

$$(28) \quad V_S = \frac{48e^{-\left(\frac{G_{CE}(V_S, V_T^+)}{2C_{CGCE2}}\right) - \left(\frac{t_3}{2C_{CGCE2}R_1}\right)} \left(-0.854 + 0.146G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1 + e^{\left(\frac{(1+G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1)}{2C_{CGCE2}R_1}\right)} \right)}{1 + G_{CE}(V_S, V_T^+)R_1},$$

while C_{CGCE2} is given as:

$$(29) \quad C_{CGCE2} = C_{CG2} + C_{CE2}.$$

from Eq. (25) and Eq. (28) V_{inA} an amplitude of V_{in} . By using the assigned values of $(1.992 \times 10^{-6}$ and $7.853 \times 10^{-6})$ the experimental data, for t_3 and t_4 , solving Eq. (25) and Eq. (28), the values of $C_{CGGE2} = 43.021 \times 10^{-9}$ and $C_{CGCE2} = 146.158 \times 10^{-9}$ were obtained. $r_2 = 0.111$, and solving Eq. (26) and Eq. (29) the solution values of $C_{CG2} = 38.723 \times 10^{-9} \text{F}$, $C_{GE2} = 4.298 \times 10^{-9} \text{F}$, and $C_{CE2} = 107.435 \times 10^{-9} \text{F}$ were obtained.

To complete the internal capacitance estimation process the final representation of C_{CG} , C_{GE} and C_{CE} can be written as

$$(30) \quad C_{CG} = \begin{cases} C_{CG2}, & V_{CGi} \leq 0 \\ C_{CG1}, & V_{CGi} > 0 \end{cases},$$

$$(31) \quad C_{GE} = \begin{cases} C_{GE2}, & V_{CGi} \leq 0 \\ C_{GE1}, & V_{CGi} > 0 \end{cases},$$

$$(32) \quad C_{CE} = \begin{cases} C_{CE2}, & V_{CGi} \leq 0 \\ C_{CE1}, & V_{CGi} > 0 \end{cases}.$$

Simulation Results and Discussion

The simulation and experimental outcomes of our proposed model's verification process are theoretically explained in this section. It involves two procedural

measures; the simulation of the resistive load, and the inductive load respectively.

The schematic diagram in Fig. 3 is a representation of a simulated resistive load, and the technical procedures observed are as follows; assigning of components' values such as; $R_1 = 53.4\Omega$, $R_2 = 50\Omega$, however, V_{in} was assigned by one-period rounded shape rectangular pulse that has a rise and fall time of 46 ns, width of 41.7 us, and an amplitude of 12 V. The next step is solving a time domain differential equation, using coded Python Language platform, and a Numpy as reference library [39-41]. The simulation results from this process are displayed in Fig. 5. However, these results are chronologically grouped into three parts: input voltage, gate-emitter voltage, and the collector-emitter voltage. While the last component voltage supply V_{dc} is assigned the value of 48 V.

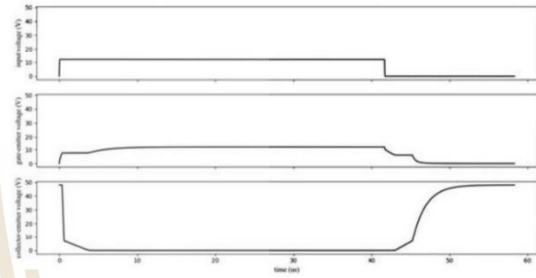


Fig. 5. Resistive load simulation result.

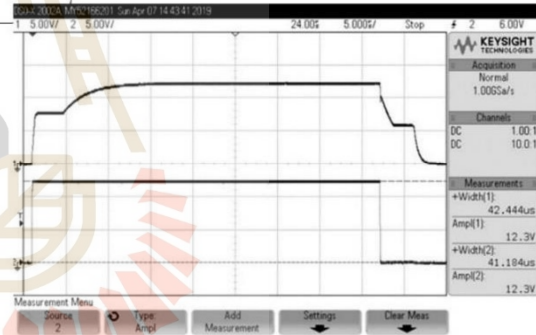


Fig. 6. Resistive load experimental result, input voltage against gate-emitter voltage.

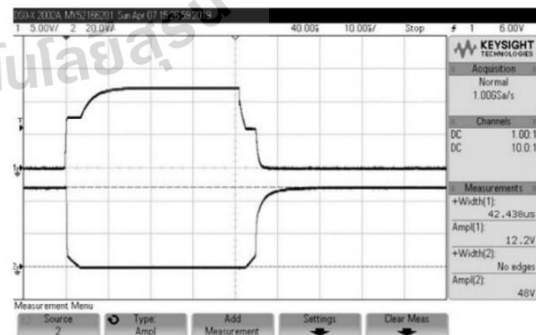


Fig. 7. Resistive load experimental result, gate-emitter voltage against collector-emitter voltage.

The experimental process of the resistive load simulation was carried out with a circuit of same parameters, and results are shown in Fig. 6 and Fig. 7 respectively. Fig. 6 shows the input voltage graph below and the gate-emitter voltage graph above, while Fig. 7 illustrates the gate-emitter signal and the collector-emitter signal below. The measurement of data for Fig. 6 was carried out using an oscilloscope adjusted to Time/Div of 5 us, Volts/Div of 5V, Probe of 1:1 for channel 1, and 10:1 for channel 2. While for Fig. 7, the oscilloscope was readjusted to the values of 10 us for Time/Div, 5V and 20V for Volt/Div, and probe ratio of both channels remained unchanged. Lastly, signals from channel 1 and channel 2 are displayed as the upper and lower graphs in Fig. 7.

From the simulation results, the transition states are separated into 9 states is shown in Fig. 4 the internal capacitance estimation section, which is also illustrated in Fig. 5 for the middle and bottom gate-emitter voltage and collector-emitter voltage. The time duration in each state is presented in Table 1, Column 2, while Column 3 is for the time duration of each state of the experimental results.

The transition states for both simulation and experimental results are the same, the time duration in each state of the simulation is also constant, and closely related to that of the experimental results. This feature reflects the strength and effectiveness of our model for the simulation of any resistive circuit connected with a resistive load.

Table 1. Comparison between the simulation and experimental results

Transition state	Simulation result (us)	Experimental result (us)
t_1	0.350	0.330
t_2	0.262	0.296
t_3	3.138	3.106
t_4	10.25	10.10
$t_4 + t_5 + t_6$	38.01	39.06
t_6	1.50	1.44
t_7	2.10	2.23
t_8	2.20	1.93
$t_8 + t_9$	7.20	7.47

In the second part of an inductive load simulation, the schematic diagram of Fig. 8 was adopted with parameter's values of; $L_1 = 100 \times 10^{-6} \text{H}$, $C_1 = 0.8179 \times 10^{-6} \text{F}$, and $R_1 = 7.5 \Omega$. These components' values remained constant in the resistive load simulation process.

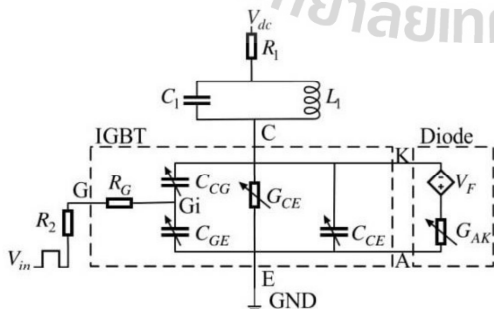


Fig. 8. Schematic diagram for an inductive load simulation.

Both IGBT and Freewheeling diode were considered in the verification process of the model's capability for an inductive load simulation. The simulation and experimental results are depicted in Fig. 9 and Fig. 10 respectively. The simulation curve resulted from the conducted experiment, and it reveals that IGBT and Freewheeling diode are always in complete synchronization for an inductive load simulation.

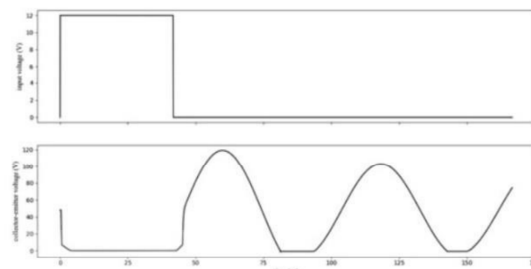


Fig. 9. Inductive load simulation result.

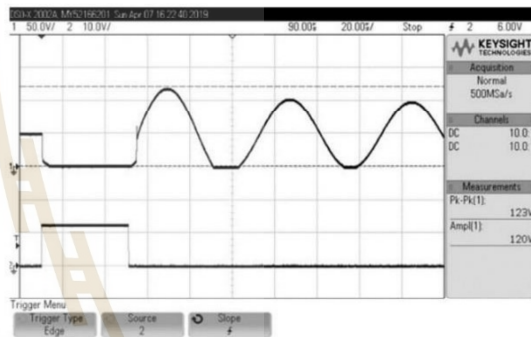


Fig. 10. Inductive load experimental result.

Simulation results from the resistive and inductive load have shown that our proposed IGBT and Freewheeling diode model is suitable for both resistive and inductive load simulation circuits. However, the practical benefits of this model are sub-divided into three parts. First, the transition state results from t_1 to t_9 of this model are closely related in term of physical behavior to that of the experimental results, in accordance with t_2, t_3, t_7 and $t_8 + t_9$ on the high power side are duly considered. Second, the model is without time-constraint, which portrays its implementation flexibility for different circuits' topologies. Lastly, fundamental components such as; G, L, and C, are incorporated in our model for simplicity use in circuit topology.

Conclusions

Though there have been different proposed models of IGBT, however, our proposed model, which is based on electrical behavior of IGBT and Freewheeling diode opens up an interesting area of research that could be further explored in the future. The experimental results of the proposed model proved without doubt, its simulative capability for resistive and inductive loads. Furthermore, it showed the simplicity of the model's parameters extraction nuance. Lastly, the consistency of our simulation results with the experimental results reveals the reliability and technical accuracy of model's framework.

Acknowledgments

This research work has been funded and supported by Suranaree University of Technology (SUT) and by the Office of the Higher Education under NRU project in Thailand.

Authors: Mr. Worawut Boonpeang, Studying Electronic Engineering (Doctoral degree), School of Electronic Engineering, Suranaree University of Technology, Muang Nakhon Ratchasima District, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand, E-mail: d5740246@q.sut.ac.th; Dr. Samran Santalunai, School of Electronic Engineering, Suranaree University of Technology, Muang Nakhon Ratchasima District, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand, E-mail: Samran.sa@sut.ac.th; Asst. Prof. Dr. Thanaset Thosdeekoraphat, School of Electronic Engineering, Suranaree University of Technology, Muang Nakhon Ratchasima District, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand, E-mail: thanaset@sut.ac.th; Assoc. Prof. Dr. Chanchai Thongsopa, School of Electronic Engineering, Suranaree University of Technology, Muang Nakhon Ratchasima District, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand, E-mail: chan@sut.ac.th.

REFERENCES

- [1] B.J. Baliga, Analysis of insulated gate transistor turn-off characteristics, IEEE Electron Device Letters 6 (1985) 74-77
- [2] A.R. Hefner, Analytical modeling of device-circuit interactions for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT), IEEE Transactions on Industry Applications 26 (1990) 995
- [3] Z. Shen and T.P. Chow, An analytical IGBT model for power circuit simulation, Proceedings of the 3rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (1991), pp. 79-82
- [4] J.M. Li, D. LAFORE, J. ARNOULD and B. REYMOND, Analysis of switching behavior of the power insulated gate bipolar transistor by soft modeling, Fifth European Conference on Power Electronics and Applications (1993), pp. 220-225
- [5] O. Kvien, T.M. Undeland and T. Rogne, Models for simulation of diode (and IGBT) switchings which include the effect of the depletion layer, IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting (1993), pp. 1190-1195
- [6] W. Feiler, W. Gerlach and U. Wiese, Two-dimensional analytical models of the carrier distribution in the on-state of the IGBT, Solid-State Electronics 38 (1995) 1781
- [7] A.R. Hefner, Modeling buffer layer IGBTs for circuit simulation, IEEE Transactions on Power Electronics 10 (1995) 111
- [8] Y. Yue, J. J. Liou and I. Batarseh, An analytical insulated-gate bipolar transistor (IGBT) model for steady-state and transient applications under all free-carrier injection conditions, Solid-State Electronics 39 (1996) 1277
- [9] Kuang Sheng, S.J. Finney and B.W. Williams, A new analytical IGBT model with improved electrical characteristics, IEEE Transactions on Power Electronics 14 (1999) 98
- [10] P.O. Lauritzen, G.K. Andersen and M. Helsper, A Basic IGBT Model with Easy Parameter Extraction, IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (2001), pp. 2160-2165
- [11] F. Iannuzzo and G. Busatto, Physical CAD Model for High-Voltage IGBTs Based on Lumped-Charge Approach, IEEE Transactions on Power Electronics 19 (2004) 885
- [12] H.-S. Kim, Y.-H. Cho, S.-D. Kim, Y.-I. Choi, Parameter extraction for the static and dynamic model of IGBT, Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference (1993), pp. 71-74
- [13] Ying-Yu Tzou and Lun-Jun Hsu, A practical SPICE macro model for the IGBT, 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (1993), pp. 762-766
- [14] Hyeong-Seok Oh and Mahmoud El Nokali, A new IGBT behavioral model, Solid-State Electronics 45 (2001) 2069
- [15] A. Haddi, A. Maouad, O. Elmazria, A. Hoffmann and J. P. Charles, A Simplified Spice Model for IGBT, Active and Passive Electronic Components 21 (1998) 279
- [16] B. Fatemizadeh and D. Silber, A versatile electrical model for IGBT including thermal effects, Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference (1993), pp. 85-92
- [17] A.R. Hefner, A dynamic electro-thermal model for the IGBT, IEEE Transactions on Industry Applications 30 (1994) 394
- [18] A.R. Hefner and D.M. Diebolt, An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber circuit simulator, IEEE Transactions on Power Electronics 9 (1994) 532
- [19] Z. Shen and T.P. Chow, Modeling and characterization of the insulated gate bipolar transistor (IGBT) for SPICE simulation, Proceedings of the 5th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (1993), pp. 165-170
- [20] R. Kraus, P. Turkes and J. Sigg, Physics-based models of power semiconductor devices for the circuit simulator SPICE, 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (1998), pp. 1726-1731
- [21] F. Chimento, N. Mora, M. Bellini, I. Stevanovic and S. Tomarchio, A simplified spice based IGBT model for power electronics modules evaluation, 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (2011), pp. 1155-1160
- [22] K. Asparuhova and T. Grigороva, IGBT Behavioral PSPICE Model, 25th International Conference on Microelectronics (2006), pp. 203-206
- [23] Gengyao Li, Hao Wen, Chengcheng Yao, Jin Wang, Xi Lu, Zhuxian Xu, Ke Zou, Jun Kikuchi and Chingchi Chen, A simplified IGBT behavioral model with a tail current module for switching losses estimation, IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (2017), pp. 1-6
- [24] J.L. Tichenor, S.D. Sudhoff and J.L. Drewniak, A Behavioral IGBT modeling for predicting high frequency effects in motor drives, IEEE Transactions on Power Electronics 15 (2000) 354
- [25] A. Monti, A fuzzy-based black-box approach to IGBT modelling, Proceedings of Third International Conference on Electronics Circuits and Systems (1996), pp. 1147-1150
- [26] J.-T. Hsu and K.D.T. Ngo, Behavioral modeling of the IGBT using the Hammerstein configuration, IEEE Transactions on Power Electronics 11 (1996) 746
- [27] E. Kreyszig, Advanced Engineering Mathematics 10TH, John Wiley & Sons, Inc., 2011
- [28] S. Chapra and R. Canale, Numerical Methods for Engineers 6TH, McGraw-Hill, 2010
- [29] N. Kasa, T. Iida and L. Chen, Flyback inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system, IEEE Transactions on Industrial Electronics 52 (2005) 1145
- [30] B.-K Lee, J.-W. Jung, B.-S. Suh and D.-S. Hyun, A new half-bridge inverter topology with active auxiliary resonant circuit using insulated gate bipolar transistors for induction heating applications, 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (1997), pp. 1232-1237
- [31] J.-G. Cho, J.-W. Baek, C.-Y. Jeong and G.-H. Rim, Novel zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit, IEEE Transactions on Industry Applications 35 (1999) 15
- [32] H.W. Koertzen, J.D. van Wyk and J.A. Ferreira, Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking, Power Electronics Specialist Conference (1995), pp. 729-735
- [33] E.J. Dede, J. Jordan, V. Esteve, A.E. Navarro and A. Ferreres, On the design of a high power IGBT series resonant inverter for induction forging applications, Proceedings of IEEE. AFRICON '96 (1996), pp. 206-208
- [34] N.S. Bayındır, O. Kükrer and M. Yakup, DSP-based PLL-controlled 50–100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications, IEE Proceedings - Electric Power Applications 150 (2003) 365
- [35] K. Ishikawa, K. Suda, M. Sasaki and H. Miyazaki, A 600V driver IC with new short protection in hybrid electric vehicle IGBT inverter system, The 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (2005), pp. 59-62
- [36] R. Jain, R. Kasturi and B. G. Schunck, MACHINE VISION, McGraw-Hill, 1995
- [37] Regmi R., Application of differential equation in L-R and C-R circuit analysis by classical method, Janapriya Journal of Interdisciplinary Studies 5 (2017) 114
- [38] Fuji Electric. IGBT-2MBI100VA-120-50. <https://docs-apac.rs-online.com/webdocs/1162/0900766b8116260c.pdf>
- [39] S. K. Lam, A. Pitrou and S. Seibert, Numba: a LLVM-based Python JIT compiler, Proceedings of the Second Workshop on the LLVM Compiler Infrastructure in HPC (2015), pp. 1-6
- [40] F. N. Najm, Circuit Simulation, John Wiley & Sons, Inc., 2010
- [41] R. Johansson, Numerical Python: Scientific Computing and Data Science Applications with Numpy, SciPy and Matplotlib, Apress, 2018



ภาคผนวก ข

รายละเอียดทางเทคนิคการคัดแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ

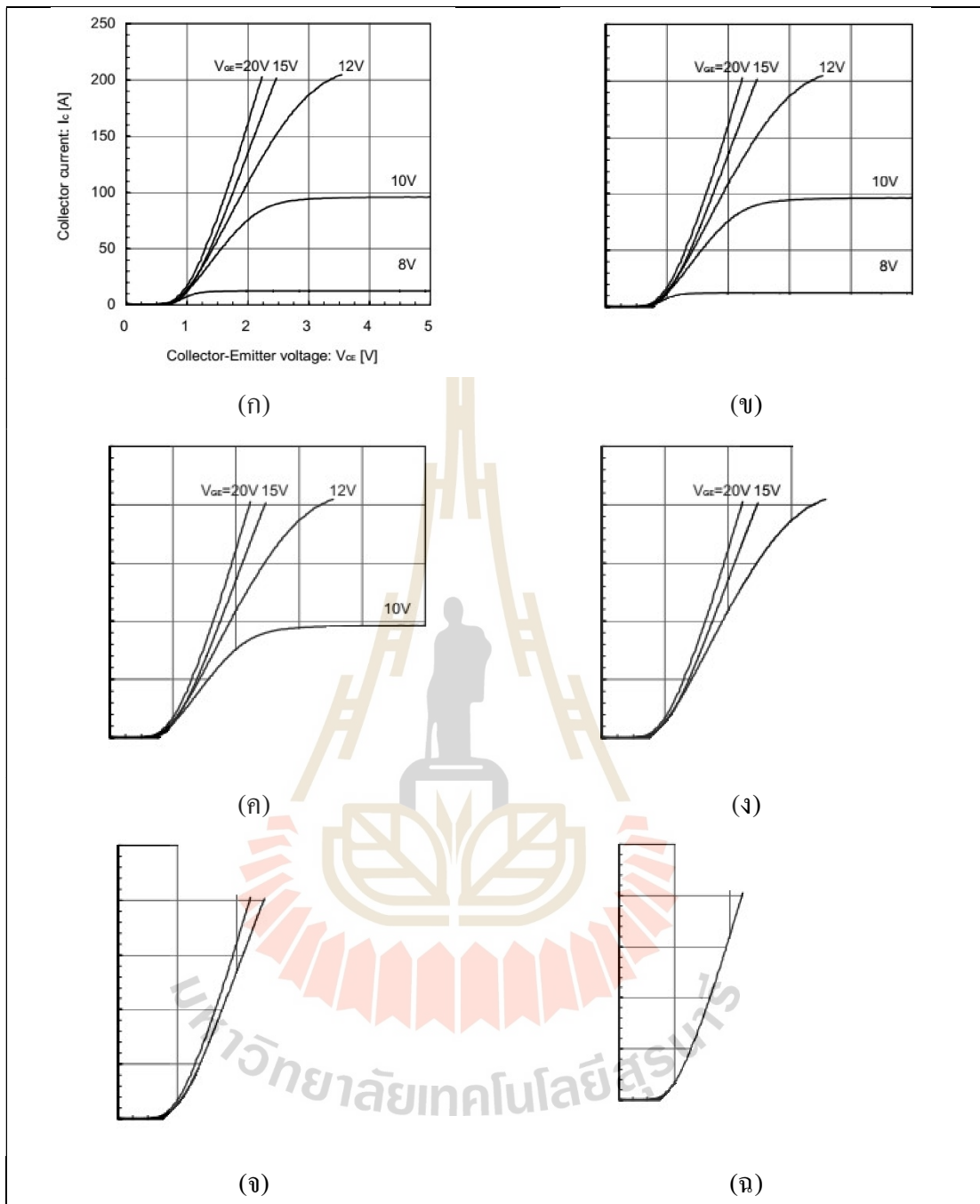
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

การคัดแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ

วิธีการในการคัดแยกค่าจากแผ่นข้อมูลจำเพาะ สามารถเริ่มได้จากการเตรียมรูปภาพในส่วนของกราฟคุณลักษณะ ซึ่งจากแผ่นข้อมูลจำเพาะของ IGBT เบอร์ที่ได้นำเสนอ (2MBI100VA-120-50) มีกราฟคุณลักษณะ Collector Current ที่ขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันตกคร่อม Collector-Emitter และที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter ในแต่ละจุดดังรูปที่ ข.1 (ก) ซึ่งสามารถแยกเป็นข้อมูลรูปภาพสำหรับนำไปใช้ในกระบวนการคัดแยกค่าได้ 5 ส่วนด้วยกันคือ ที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter มีค่าเท่ากับ 8 V, 10 V, 12 V, 15 V, และ 20 V ดังรูปที่ ข.1 (ข) ถึงรูปที่รูปที่ ข.1 (ฉ) ซึ่งเป็นภาพที่ถูกตัดบางส่วนรายละเอียดของแกนหรือบางอย่างที่เคยมีจะถูกลบออกไปเพื่อให้ใช้งานได้ออกอรรถิที่ที่ผู้วิจัยนำเสนอ (ภาพดังกล่าวอยู่ในลักษณะที่ใช้งานจริง ในขั้นตอนการตัดภาพให้รักษาอัตราส่วนภาพเดิมไว้) นอกจากนี้แล้วสิ่งที่ขาดไม่ได้ก็คือรูปภาพของแกนตั้งและแกนนอนที่ใช้สำหรับบอกอัตราส่วนของค่าตำแหน่งพิกเซลในรูปภาพที่อ่านค่าได้กับค่าของกระแสไฟฟ้าและค่าของแรงดันที่วัดได้จริงซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ ข.2 (ก) และรูปที่ ข.2 (ข)

โดยวิธีการหรืออรรถิที่ที่ใช้สำหรับถอดข้อมูลออกจากกราฟในรูปภาพดังกล่าวนี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ ข.3 ไปจนถึงรูปที่ ข.6

จากรูปที่ ข.3 *img* คือตัวแปรสำหรับเก็บรูปภาพแกนตั้งซึ่งในส่วนนี้จะเก็บในรูปที่ ข.2 (ก) , *Height* คือค่าขนาดความสูงของรูปภาพ, *Width* คือค่าขนาดความกว้างของรูปภาพ, *XvertAxis* คือตัวแปรสำหรับเก็บค่าตำแหน่งพิกเซลในแนวแกน *x* ที่จุดเริ่มตรวจพบแกนตั้ง, *YHorizAxis* คือตัวแปรสำหรับเก็บค่าตำแหน่งพิกเซลในแนวแกน *y* ที่จุดเริ่มตรวจพบแกนนอน, *YofData* ตัวแปรสำหรับเก็บข้อมูลของกราฟ, *Threshold* คือตัวแปรสำหรับระบุค่าที่ใช้แบ่งแยกความแตกต่างระหว่างสีขาวกับสีดำ, *MaxYVert* คือตัวแปรสำหรับเก็บค่าตำแหน่งพิกเซลในแนวแกน *y* ที่จุดสุดท้ายที่ตรวจพบแกนตั้ง, *MaxXHoriz* คือตัวแปรสำหรับเก็บค่าตำแหน่งพิกเซลในแนวแกน *x* ที่จุดสุดท้ายที่ตรวจพบแกนนอน, *i* และ *j* คือตัวแปรสำหรับใช้ขยับตำแหน่งเพื่ออ่านค่าพิกเซลในรูปภาพ ณ ตำแหน่ง *x* และ *y* ใดๆ โดยหลังจากกระบวนการในส่วนนี้สิ้นสุดลง จะได้ค่าสองค่าที่จะนำไปใช้ต่อไปในกระบวนการสุดท้ายการหาค่าจริงของข้อมูลซึ่งค่าที่ได้คือค่าตำแหน่งพิกเซลในแนวแกน *x* ที่จุดเริ่มตรวจพบแกนตั้ง *XvertAxis* และค่าตำแหน่งพิกเซลในแนวแกน *y* ที่จุดสุดท้ายที่ตรวจพบแกนตั้ง *MaxYVert*



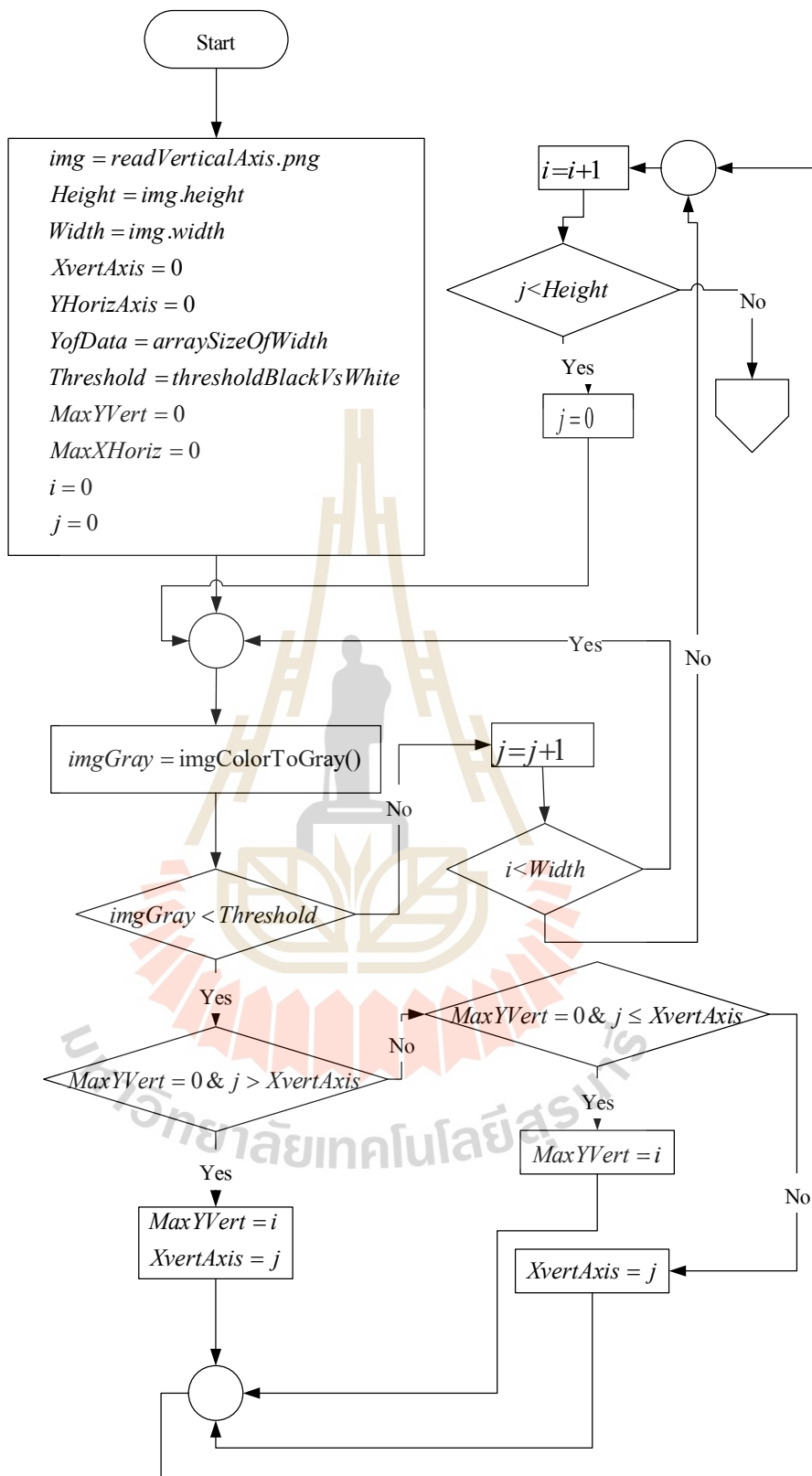
รูปที่ ข.1 กราฟคุณลักษณะของ 2MBI100VA-120-50 (ก) ความสัมพันธ์ทั้งหมด (ข) ที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter เท่ากับ 8 V (ค) ที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter เท่ากับ 10 V (ง) ที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter เท่ากับ 12 V (จ) ที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter เท่ากับ 15 V และ (ฉ) ที่แรงดันตกคร่อม Gate-Emitter เท่ากับ 20 V



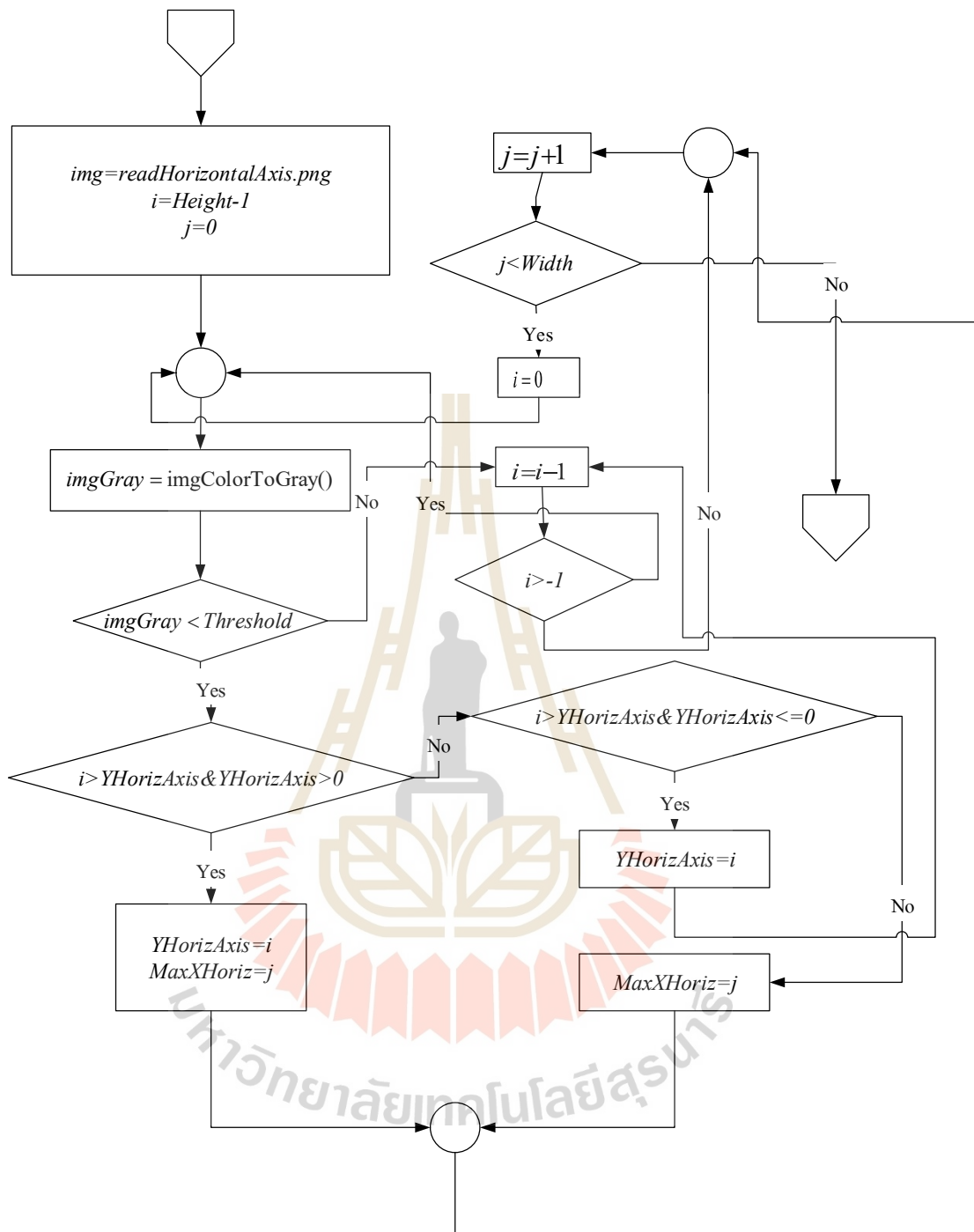
รูปที่ ข.2 รูปภาพของแกนตั้งและแกนนอนสำหรับบอกอัตราส่วนภาพกับค่าจริง (ก) แกนตั้ง และ (ข) แกนนอน

จากรูปที่ ข.5 จะเป็นกระบวนการต่อจากก่อนหน้านั้น ซึ่ง *img* ในส่วนนี้จะใช้สำหรับเก็บข้อมูลรูปภาพตั้งแต่รูปที่ ข.1 (ข) ไปจนถึงรูปที่ ข.1 (ค) โดยที่หลังจากกระบวนการนี้สิ้นสุดลง จะได้ค่าหนึ่งค่าคือข้อมูลของกราฟ *YofData* ซึ่งจะนำไปใช้ต่อไปในกระบวนการถัดไปซึ่งเป็นกระบวนการสุดท้ายการหาค่าจริงของข้อมูล

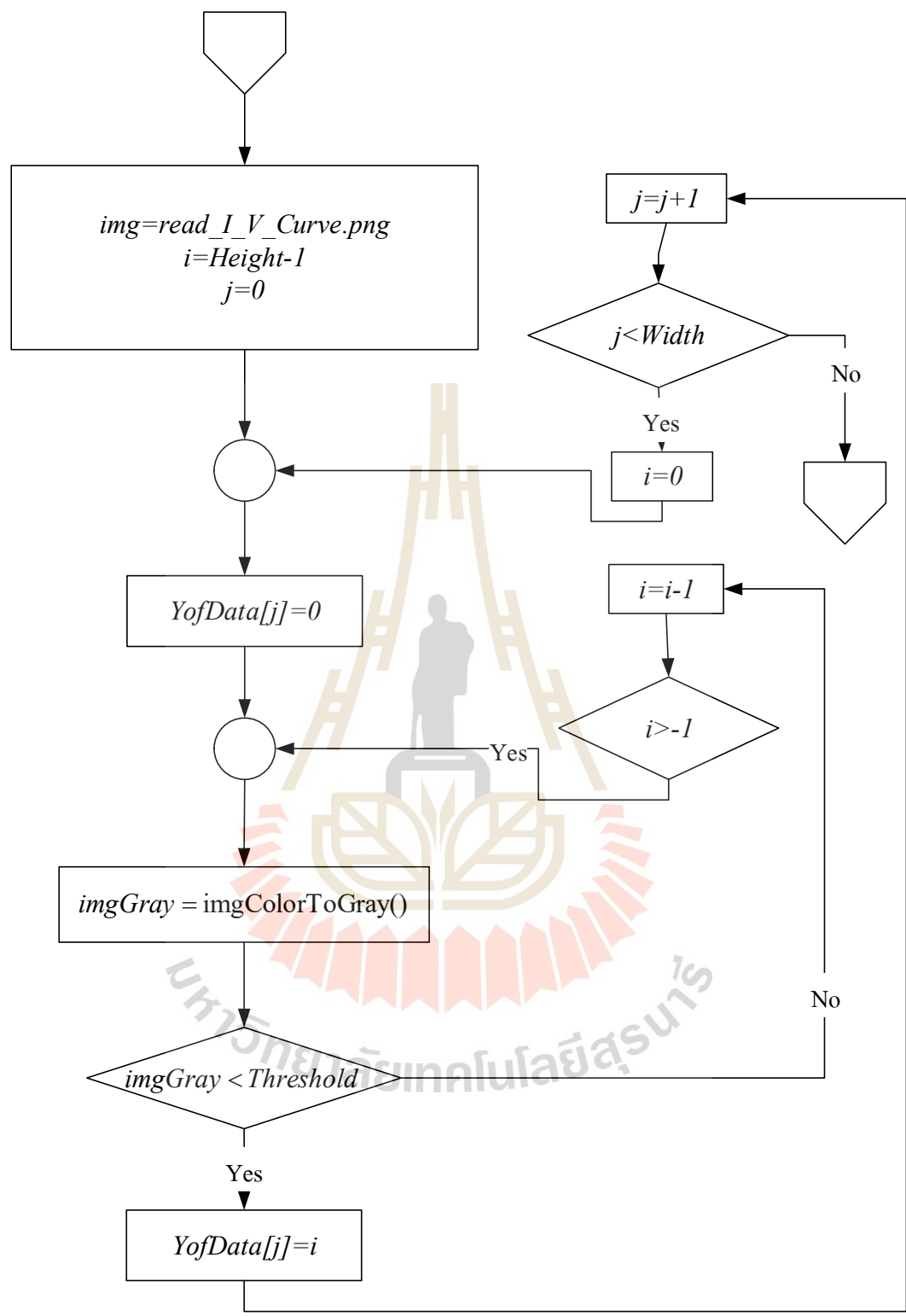
จากรูปที่ ข.6 เป็นกระบวนการสุดท้ายการหาค่าจริงของข้อมูลซึ่งดำเนินต่อจากกระบวนการก่อนหน้านั้น โดยหลังจากที่กระบวนการทั้งหมดเสร็จสิ้น จะได้ค่าของกระแสและแรงดันที่ตรงกับข้อมูลในแผ่นข้อมูลจำเพาะ อยู่ในตัวแปร *Vce* และ *Ice*



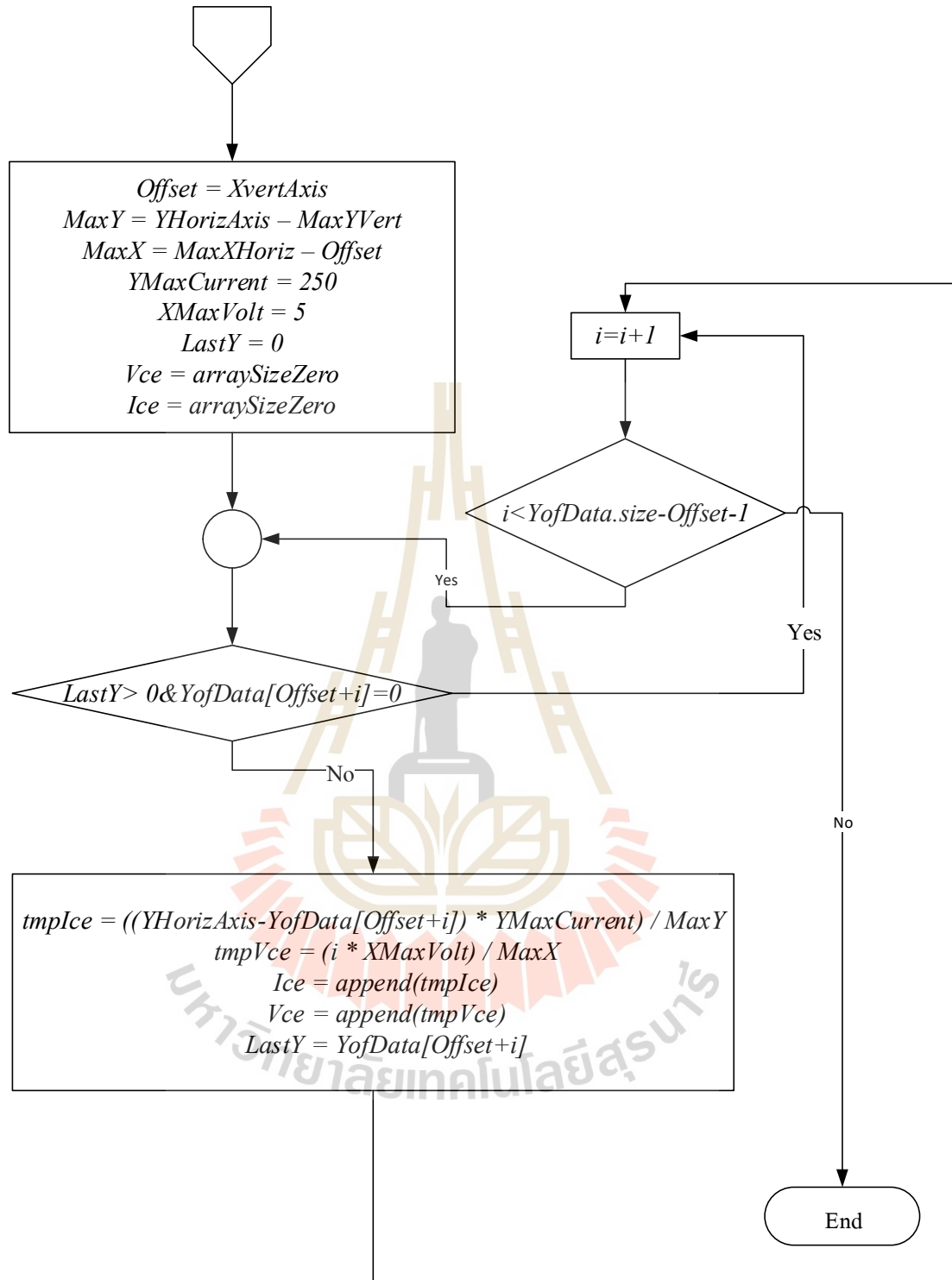
รูปที่ ข.3 แผนผังการทำงานของโปรแกรมถอดข้อมูลจากกราฟที่อยู่ในรูปภาพ



รูปที่ ข.4 แผนผังการทำงานของ โปรแกรมถอดข้อมูลจากกราฟที่อยู่ในรูปภาพ (ต่อ)



รูปที่ ข.5 แผนผังการทำงานของโปรแกรมถอดข้อมูลจากกราฟที่อยู่ในรูปภาพ (ต่อ)



รูปที่ ข.6 แผนผังการทำงานของโปรแกรมถอดข้อมูลจากกราฟที่อยู่ในรูปภาพ (ต่อ)

ประวัติผู้เขียน

นายวรวุฒิ บุญเป็ง เกิดเมื่อวันที่ 8 พฤษภาคม พ.ศ. 2535 ที่อำเภอเชียงม่วน จังหวัดพะเยา สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นจากโรงเรียนบ้านบ่อเบี้ย อำเภอเชียงม่วน จังหวัดพะเยา สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนดอกคำใต้วิทยาคม อำเภอดอกคำใต้ จังหวัดพะเยา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2557 ด้วยเกียรตินิยมอันดับ 1 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโทวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต หลักสูตรวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโฟตอนิกส์ สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ลักษณะความชำนาญด้านการวิจัย ศึกษาเกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังและโมเดล สำหรับจำลองการทำงานของวงจร มีทักษะในการออกแบบโมเดลและการวิเคราะห์หาวงจรสมมูลของอุปกรณ์จำพวก IGBT และ โหลดของวงจรเหนี่ยวนำความร้อน มีความถนัดในการออกแบบวงจรเหนี่ยวนำความร้อน การออกแบบระบบการไหล การออกแบบระบบการแลกเปลี่ยนความร้อน รวมถึงการวิเคราะห์โดยใช้ระเบียบวิธีการทางไฟไนต์เอลิเมนต์และไฟไนต์โวลุ่ม