



การสังเคราะห์วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกในโหมดกระแส



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทมหาบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2566

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

การสังเคราะห์วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกใน
โหมคกระแส



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทมหาบัณฑิต

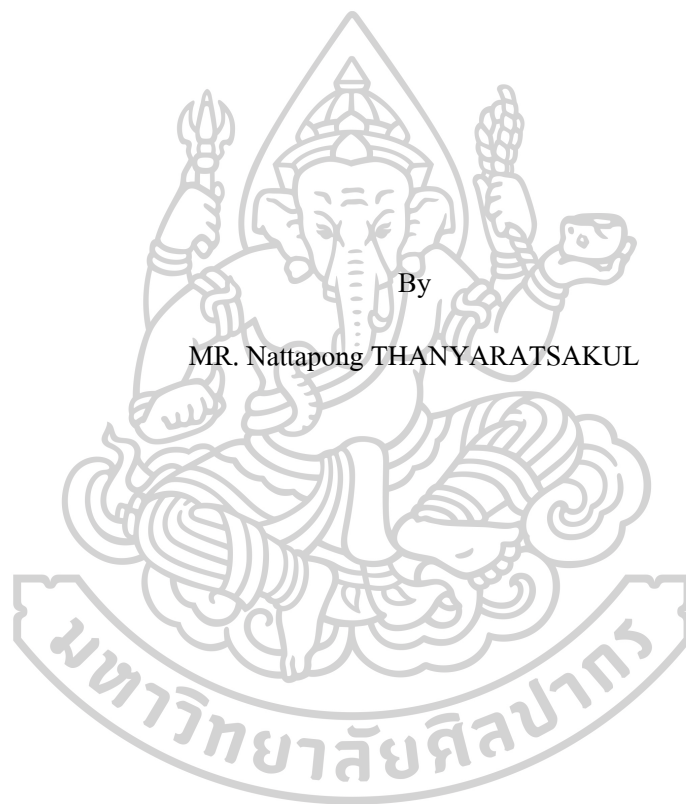
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2566

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยศิลปากร

THE SYNTHESIS OF CURRENT-MODE ANALOG SPACE
VECTOR TECHNIQUE PWM CIRCUIT



A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for Master of Engineering (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Department of ELECTRICAL ENGINEERING

Academic Year 2023

Copyright of Silpakorn University

หัวข้อ การสังเคราะห์วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวก
เตอร์แบบแอนะล็อกใน โหมดกระแส
โดย นายณัฐพงศ์ ธีญญรัตน์สกุล
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญา
มหาบัณฑิต
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร ได้รับพิจารณา
อนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์และ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ อรุณศรี ลีจิระจำเนียร) เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

พิจารณาเห็นชอบโดย

..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐพงศ์ วงศ์พร้อมมูล)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์)

..... ผู้ทรงคุณวุฒิภายใน
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ระพีพันธ์ แก้วอ่อน)

..... ผู้ทรงคุณวุฒิภายใน
(อาจารย์ ดร. กัญธิดา พันธุ์เจริญ)

..... ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก
(รองศาสตราจารย์ ดร. วินัย ใจกล้า)

630920050 : วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทบัณฑิต

คำสำคัญ : สเปนเซอร์ 3 เฟส, โหมดกระแส, แอนะล็อก, Subthreshold region

นาย ญัฐพงศ์ ธีญญรัตน์สกุล: การสังเคราะห์วงจรมอดูลความกว้างพัลส์เทคนิคสเปนเซอร์แบบแอนะล็อกในโหมดกระแส อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ภมร ศิลาพันธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สังเคราะห์และออกแบบวงจรมอดูลความกว้างพัลส์เทคนิคสเปนเซอร์แบบแอนะล็อกโหมดกระแส มีจุดประสงค์เพื่อพัฒนาการมอดูลความกว้างพัลส์และเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณเอาต์พุต โดยวงจรมอดูลความกว้างพัลส์ที่สังเคราะห์ขึ้นประกอบไปด้วยวงจรหลัก 2 วงจรคือ วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปนเซอร์แบบแอนะล็อกโหมดกระแส 3 เฟส และวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ โหมดกระแสทำงานในช่วง Subthreshold การวิเคราะห์วงจรที่นำเสนอแบ่งออกเป็น 2 กรณี ได้แก่ กรณีอุดมคติและกรณีไม่เป็นอุดมคติ การทดสอบสมรรถนะของวงจรมอดูลความกว้างพัลส์ ออกแบบให้ใช้สัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปนเซอร์ 3 สัญญาณที่มีความต่างเฟส 120 องศาที่สร้างจากการคัดแปลงสัญญาณไซน์ที่มีขนาด $100nA_{peak}$ และความถี่ $50Hz$ มอดูลความกว้างพัลส์กับสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาด $90nA_{peak}$ และความถี่ $2kHz$ ซึ่งทำให้มีอัตรามอดูลความถี่ด้านขนาดและความถี่เท่ากับ 1.12 และ 40 ตามลำดับ

การจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSpice ใช้โมสทรานซิสเตอร์ $0.18\mu m$ ของ (TSMC) พารามิเตอร์ชนิดที่ (Level 3) และชนิดอื่น (Level 7) ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรมอดูลความกว้างพัลส์ที่สังเคราะห์ขึ้นพบว่า เป็นไปตามทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปนเซอร์ 3 เฟส สามารถสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปนเซอร์ได้ตรงตามเป้าหมายที่ได้ออกแบบไว้ โดยสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณอ้างอิงสเปนเซอร์เฟส A มีขนาด $74.54nA_{peak}$ ณ ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตตัวที่ 1 ของวงจรตามกระแสแบบบวก (I_{mid_amp1}) เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ 0.6% สัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณอ้างอิงสเปนเซอร์เฟส B มีขนาด $74.56nA_{peak}$ ณ ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตตัวที่ 2 ของวงจรตามกระแสแบบบวก (I_{mid_amp2}) เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ 0.57% และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณอ้างอิงสเปนเซอร์เฟส C มีขนาด $74.56nA_{peak}$ ณ ขนาดของสัญญาณเอาต์พุต ตัวที่ 3 ของวงจรตามกระแสแบบบวก (I_{mid_amp3}) เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ 0.57% พบว่าผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็นวงจรตาม

กระแสและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ การมอดูเลชันใช้หลักการเปรียบเทียบระหว่าง สัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์กับสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยมโดยผ่านวงจรเปรียบเทียบ สัญญาณโหมคกระแส ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณ PWM ได้ทั้งหมด 3 สัญญาณขนาดของสัญญาณ PWM ในการจำลอง มีค่าเบี่ยงเบนจากทฤษฎีสูงสุดที่ 0.94% ค่าความถี่ไซเคิลของสัญญาณ PWM ผิดเพี้ยนไปจากทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้สูงสุด 10.36% อันเนื่องมาจากความไม่เป็นอุดมคติของ ตัวอุปกรณ์ดังที่วิเคราะห์ไว้ สัญญาณเอาต์พุต PWM จากวงจรมอดูเลชันที่สังเคราะห์ขึ้นให้ผลลัพธ์ ตรงตามทฤษฎีที่คาดการณ์ไว้ ขนาดของ PWM ยังสามารถควบคุมได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งสามารถปรับขนาดได้สูงสุดถึง $4mA_{peak}$ ซึ่งมีค่าผิดพลาดสูงสุด 0.745% นอกจากนี้ วงจรมอดูเลชันที่ได้สังเคราะห์ขึ้นมีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานเพียง $4.05\mu W$ และใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง $\pm 0.7V$



630920050 : Major (ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING)

Keyword : 3-phase space vector, Current mode, Analog, Subthreshold region

MR. Nattapong THANYARATSAKUL : The Synthesis of current-mode Analog Space Vector Technique PWM circuit Thesis advisor : Assistant Professor Phamorn Silapan, Ph.D.

This thesis synthesized and designed a modulated width pulse circuit using a current mode Three-phase Analog Space Vector Signal Generation Technique. The aim is to develop pulse width modulation and enhance the efficiency of the output signal. The synthesized modulation circuit consists of two main circuits: A Current mode 3-phase analog Space vector signal generation Technique Based on Subthreshold Region and a current mode comparator circuit. The analysis of the presented circuit is divided into two cases: the ideal case and the non-ideal case. Performance testing of the pulse width modulation circuit is designed using three-phase space vector waveform reference signals with a 120-degree phase difference generated by modifying a $100nA_{peak}$, 50Hz sinusoidal signal and modulating it with a triangular waveform signal of $90nA_{peak}$ and 2kHz frequency. This results in modulation rates in terms of size and frequency of 1.12 and 40, respectively.

Simulation results using PSpice software with $0.18\mu m$ MOS transistors, specifically P-type (Level 3) and N-type (Level 7) parameters, confirm the performance of the synthesized pulse width modulation (PWM) circuit as per the analyzed theory. The circuit, generating a three-phase analog vector space mode reference signal, achieves its intended design goals. The output signals of the circuit or the reference signals of phases A, B, and C have peak magnitudes of $74.54nA$, $74.56nA$, and $74.56nA$ respectively, at the output sizes of $-25.6nA_{peak}$ for output 1, output 2, and output 3 of the circuit, in positive current flow (I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} , and I_{mid_amp3}). These values deviate from the analyzed theory by 0.6%, 0.57%, and 0.57%, respectively. The simulated circuit matches the current flow circuit and conforms to the analyzed theory. The modulation employs the principle of comparing the analog vector space reference waveform with the triangular waveform signal through a current-mode signal comparison circuit, generating PWM signals for all three phases. The simulated PWM signal sizes exhibit a maximum deviation from the theory of 0.94%, while the duty cycle distortion deviates a maximum of 10.36% from the analyzed theory due to device non-idealities as predicted. The PWM output from the synthesized

modulation width pulse circuit aligns with the anticipated theory, with the PWM size controllable linearly through electronic means, with a maximum adjustable size of $4mA_{peak}$, showing a maximum deviation of 0.745%. Additionally, the synthesized modulation width pulse circuit demonstrates a power consumption rate of only $4.05\mu W$ and operates with a power supply of $\pm 0.7V$.



กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์และความกรุณาอย่างสูงจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ภมร ศิลาพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำช่วยเหลือ ตลอดจนปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องต่าง ๆ ของวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้องสมบูรณ์ ด้วยความเอาใจใส่อย่างดียิ่ง ผู้วิจัยตระหนักถึงความตั้งใจจริงและความทุ่มเทของอาจารย์และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ระพีพันธ์ แก้วอ่อน หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม ซึ่งเป็นผู้ทรงคุณวุฒิที่ให้ความอนุเคราะห์ในเรื่องสถานที่และอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่เอื้อต่อการทำวิจัย จนทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

อนึ่ง ผู้วิจัยหวังว่า งานวิจัยฉบับนี้จะมีประโยชน์อยู่ไม่น้อย จึงขอมอบส่วนดีทั้งหมดนี้ให้แก่เหล่าคณาจารย์ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาจนทำให้การวิจัยในครั้งนี้ประสบผลสำเร็จและเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่เกี่ยวข้อง สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัว รวมถึงเพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ที่คอยเป็นกำลังใจ ทั้งให้การสนับสนุนและช่วยเหลือในทุก ๆ ด้านมาโดยตลอด หากมีข้อผิดพลาดหรือข้อบกพร่องประการใด ผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย และยินดีที่จะรับฟังคำแนะนำจากทุกท่านที่ได้เข้ามาศึกษา เพื่อเป็นประโยชน์ในการพัฒนางานวิจัยต่อไป



ณัฐพงศ์ รัชฎูญรัตน์สกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ฉ
กิตติกรรมประกาศ.....	ช
สารบัญ.....	ฅ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 กรอบแนวความคิด	3
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	5
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 ทฤษฎีการทำงานของทรานซิสเตอร์	6
2.1.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์	7
2.1.1.1 มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด	9
2.1.1.2 มอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด	10
2.1.2 เทคโนโลยีของซีมอส	10
2.1.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์	11
2.1.3.1 ย่านไม่นำกระแส (Cutoff).....	12
2.1.3.2 ย่านความต้านทานหรือย่านเชิงเส้น (Ohmic Region).....	13
2.1.3.3 ย่านนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region).....	15
2.1.4 มอสทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold	17

2.1.5	แบบจำลองของมอสเฟต.....	19
2.2	วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์	19
2.3	วงจรรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์	24
2.4	วงจรรขยายความนำถ่ายโอนแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์	25
2.4.1	การทำงานของโอทีเอชนิดมอสทรานซิสเตอร์	28
2.5	การมอดูเลชันความกว้างพัลส์เบื้องต้น.....	29
2.5.1	หลักการเทคนิคสเปซเวกเตอร์	34
2.5.1.1	ขั้นตอนในการหาสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน.....	37
2.5.1.2	การคำนวณหาค่าเวลาในการสวิตช์ (t_a, t_b)	38
2.5.1.3	การคำนวณแรงดันอ้างอิง v_{AO}, v_{BO} และ v_{CO}	39
2.5.1.4	สเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก	46
2.6	ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องและกำหนดขอบเขตของงานวิจัย.....	49
2.6.1	หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลสำหรับการ ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบแอนะล็อก	49
2.6.2	การสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์จากการดัดแปลงจากสัญญาณไซน์อ้างอิงด้วยวิธี แอนะ ล็อกอย่างง่ายและวิธีดิจิทัล	49
2.6.3	เทคนิคสร้างสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ โหมดกระแสแบบแอนะล็อก	52
2.6.4	การศึกษาเปรียบเทียบระหว่างสามเฟสสาม-เทคนิคอินเวอร์เตอร์ระดับ	54
2.6.5	การควบคุมอินเวอร์เตอร์ PWM อย่างต่อเนื่องในช่วง Overmodulation ด้วยเทคนิค Six Step	55
2.6.6	วิเคราะห์และทดลองการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสัญญาณ ไซน์ ในย่านเชิงเส้น และย่าน โอเวอร์มอดูเลชัน	55
บทที่ 3	การดำเนินงานวิจัย.....	57
3.1	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิค สเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก โหมดกระแส	58

3.1.1	วงจรตามกระแสโหมดกระแสแบบลบ.....	60
3.1.2	วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวก.....	69
3.1.3	วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบลบ.....	70
3.1.4	วงจรขยายความนำถ่ายไอออน.....	72
3.1.5	วงจรตามกระแสแบบบวกโหมดกระแส.....	76
3.2	การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรเปรียบเทียบโหมดกระแส.....	78
3.3	การวิเคราะห์ค่าคิวดีไซ์เกิดของการมอดูเลชันความกว้างพัลส์.....	81
3.4	การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติ.....	84
3.4.1	การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความ กว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก โหมดกระแส.....	84
3.4.2	การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ.....	86
3.4.3	การวิเคราะห์ค่าคิวดีไซ์เกิดของการมอดูเลชันความกว้างพัลส์กรณีไม่เป็นอุดมคติ.....	87
บทที่ 4	การทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง.....	90
4.1	วงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์.....	96
4.2	วงจรเปรียบเทียบโหมดกระแส.....	109
บทที่ 5	สรุปและข้อเสนอแนะ.....	116
5.1	สรุปผลการวิจัย.....	116
5.2	ข้อเสนอแนะ.....	117
	รายการอ้างอิง.....	120
	ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่.....	123
	ภาคผนวก ข พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice.....	151
	ประวัติผู้เขียน.....	155

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญ

การมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ (Space Vector Pulse Width Modulation ; SVPWM) เป็นวิธีสร้างสัญญาณสำหรับควบคุมการทำงานที่เป็นแบบสวิตช์โหมดของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับหรือที่เรียกว่าอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ส่วนมากนิยมประยุกต์ใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส (Three Phase Inverter) ซึ่งวิธี SVPWM เป็นเทคนิคในการปรับปรุงแรงดันไฟฟ้าทางด้านขาออกให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น เช่น ลดค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์โดยรวม (Total Harmonic Distortion : THD) ของสัญญาณเอาต์พุต และลดปัญหาในด้านของการโอเวอร์มอดูเลชัน (Overmodulation) ดังนั้น SVPWM จึงเป็นวิธีการที่ดีที่สุดในแง่ของการแก้ปัญหาเรื่อง Overmodulation [1] ในกระบวนการสร้าง SVPWM อาศัยหลักการการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์แบบสเปซเวกเตอร์กับสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular Waveform Carrier Signal) แต่อย่างไรก็ตามส่วนมากจะเป็นการสร้างในระบบดิจิทัล [2-4]

การมอดูเลชันแบบ SVPWM สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ แบบดิจิทัล (Digital) และแบบแอนะล็อก (Analog) ซึ่งแบบแอนะล็อกสามารถปรับอัตราการผลิตได้ง่ายและสะดวกกว่าแบบดิจิทัล เนื่องจาก การสร้างสัญญาณแบบดิจิทัลจำเป็นต้องออกแบบส่วนของโปรแกรมและอัลกอริทึม อีกทั้ง ยังคงต้องใช้ชุดอินเตอร์เฟสสำหรับเชื่อมต่อกับวงจรอินเวอร์เตอร์ เดิมที่ได้มีงานวิจัยที่นำเสนอการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก [5, 6] ด้วยการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน เช่น 1 ไดโอด ออปแอมป์ และตัวต้านทานต่อร่วมกัน ซึ่งมีข้อดีที่วงจรมีความง่ายไม่ซับซ้อน แต่อย่างไรก็ตาม การใช้อุปกรณ์ ออปแอมป์ ทำให้มีอัตราการบริโภคพลังงานที่สูง โดยการสร้างสัญญาณแบบแอนะล็อกมีหลายเทคนิคที่ให้เลือกใช้หนึ่งนั้น คือ เทคนิคโหมดกระแส เนื่องด้วยเทคนิคโหมดกระแสมีจุดเด่น ดังนี้ อัตราการสิ้นเปลืองพลังงานต่ำ ช่วงพิสัยพลวัต (Larger Dynamic Range) และแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ที่กว้าง เมื่อเปรียบเทียบกับ การออกแบบด้วยเทคนิคโหมดแรงดัน [7] อีกทั้ง ในโหมดกระแสการรวมกันของสัญญาณสามารถเชื่อมต่อโนด เพื่อรวมสัญญาณกัน ไม่จำเป็นต้องมีวงจรรวมสัญญาณ อย่างไรก็ตาม การใช้อุปกรณ์ ออปแอมป์ยังมีข้อจำกัดในด้านขนาดของวงจรที่ใหญ่ ซึ่งเป็นปัญหาในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้น การใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์เป็นทางเลือกอันมีความน่าสนใจที่ช่วยลดขนาดของวงจรและประหยัดพลังงาน ดังนั้น ในปี 2021 [8] อุปกรณ์ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ถูกนำมาใช้ในการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์โดยมีอัตราบริโภคกำลังงาน

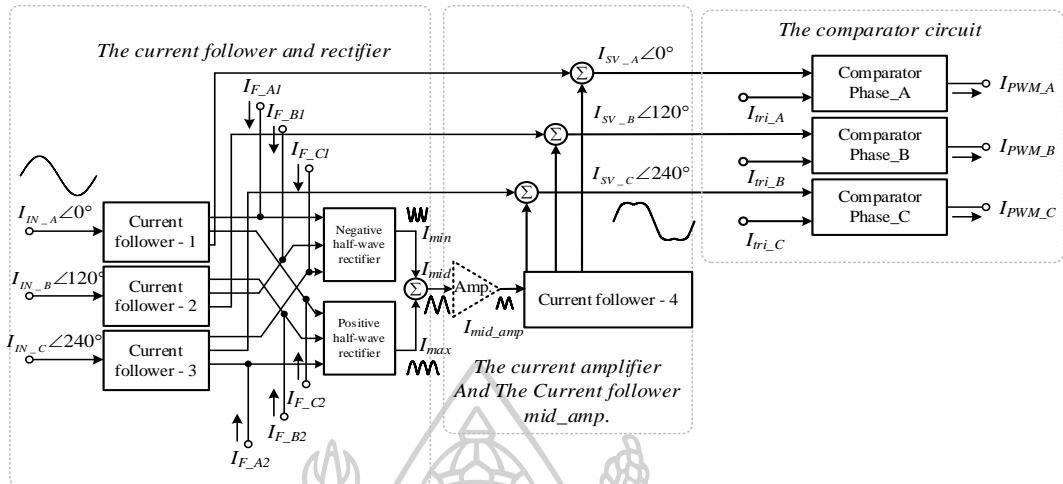
ที่ 7.75mW และใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงที่ 1.25V แต่ก็ยังมีอุปกรณ์มอสทรานซิสเตอร์ที่มีขนาดเล็ก และสามารถนำมาใช้ในงานวงจรรวม เนื่องจาก มีอัตราบริโภคกำลังงานที่ต่ำ แต่เนื่องจากการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ในช่วง Strong inversion ในการออกแบบจะต้องใช้เทคนิคการประมาณค่าของเอกซ์โพเนนเชียลเทียมหรือซูโดเอกซ์โพเนนเชียล (Pseudo-exponential) เพื่อการประมาณค่าเป็นพจน์ของเอกซ์โพเนนเชียลทำให้วงจรมีความซับซ้อน แต่อย่างไรก็ตาม ยังคงมีช่วงการทำงาน ของมอสทรานซิสเตอร์ที่เรียกว่าช่วง (Weak Inversion) หรือ (Subthreshold) ซึ่งช่วงของการทำงานนี้คล้ายกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และได้รับความนิยมไปประยุกต์ใช้ เพื่อให้วงจรใช้ไฟเลี้ยงที่ต่ำ [9, 10]

จากที่มาและความสำคัญที่ได้กล่าวไว้ในขั้นต้น ดังนั้น ผู้วิจัยจึงมีจุดมุ่งหมายเพื่อศึกษา ออกแบบ และสังเคราะห์วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก ในโหมดกระแส ที่ประกอบไปด้วยวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์โหมดกระแสที่ทำงาน ในช่วง (Subthreshold) และวงจรเปรียบเทียบโหมดกระแส โดยวงจรทั้งหมดอยู่ใน โครงสร้างระดับมอสทรานซิสเตอร์ เพื่อให้มีขนาดเล็ก ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้กับการขับเคลื่อนมอเตอร์ในระบบอินเวอร์เตอร์สำหรับสายงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและงานด้านการสื่อสาร

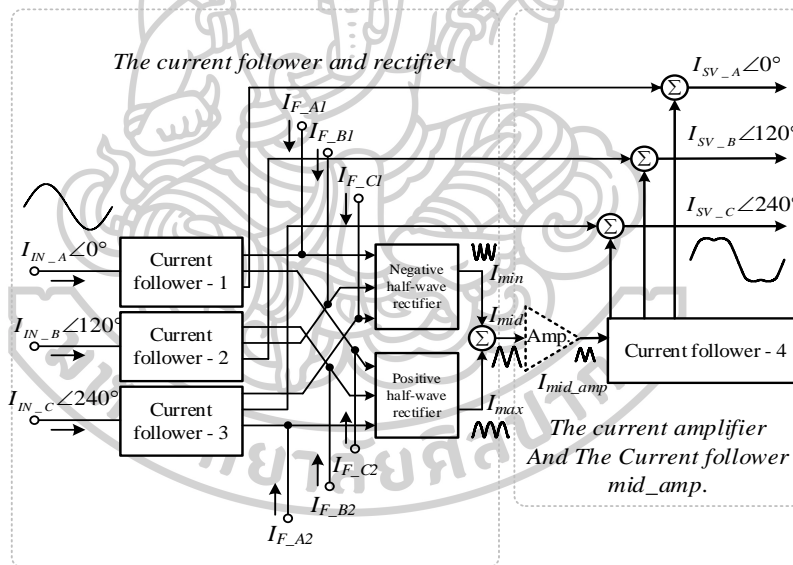
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1) ศึกษาและออกแบบ วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก ในโหมดกระแส โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์
- 2) วิเคราะห์หาประสิทธิภาพของวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกในโหมดกระแส
- 3) ทดสอบประสิทธิภาพของวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก ในโหมดกระแสด้วยการจำลอง

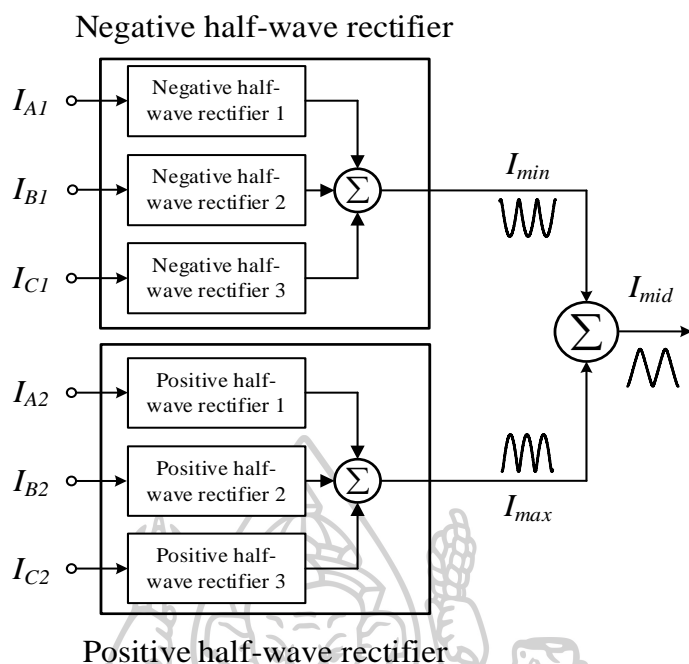
1.3 กรอบแนวความคิด



รูปที่ 1.1 แผนผังของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกและวงจรเปรียบเทียบโหมดกระแส



รูปที่ 1.2 แผนผังของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกโหมดกระแส



รูปที่ 1.3 แผนผังของภายในวงจรเรียงกระแส

แผนผังของวงจรการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์โดยใช้มอดุเลชันซีสเตอร์ที่แสดงดังรูปที่ 1.1 ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรตามกระแสแบบลบบ (Current Follower) จำนวน 3 วงจร วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวก โหมดกระแส จำนวน 3 วงจร วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบ โหมดกระแส จำนวน 3 วงจร วงจรขยายความนำถ้ายอน 1 วงจร วงจรตามกระแสแบบบวก 1 วงจร วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) อีก 3 วงจร หลักการทำงานของวงจรการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ โหมดกระแสมีรายละเอียด ดังนี้ จากรูปที่ 1.2 เมื่อวงจรได้รับสัญญาณไซน์อ้างอิง 3 เฟสหรืออินพุต ไปที่วงจรตามกระแสแบบลบ โหมดกระแส ซึ่งวงจรนี้มีหน้าที่ส่งผ่านกระแสอินพุตของแต่ละเฟส โดยแยกออกเป็น 3 เอาต์พุต เอาต์พุตตัวหนึ่งของวงจรตามกระแสแบบลบทั้ง 3 วงจร จะเป็นอินพุตให้กับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นลบ โหมดกระแส เอาต์พุตตัวที่สองของวงจรตามกระแสแบบลบทั้ง 3 วงจรจะเป็นอินพุตให้กับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นบวก โหมดกระแสและเอาต์พุตตัวที่สามของวงจรตามกระแสแบบลบทั้ง 3 วงจรจะเป็นอินพุตให้กับวงจรเปรียบเทียบ ถัดมาวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นลบ โหมดกระแสทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้ามาให้เป็นสัญญาณครึ่งคลื่นแบบลบ โดยขั้วเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบทั้ง 3 วงจรจะถูกเชื่อมต่อกันเพื่อให้ได้เอาต์พุตออกมาเป็น I_{min} ถัดมาวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกทำหน้าที่แปลงสัญญาณที่เข้ามาให้เป็นสัญญาณครึ่งคลื่นแบบบวก โดยขั้วเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกทั้ง 3 วงจร จะถูกเชื่อมต่อกัน เพื่อให้ได้เอาต์พุตออกมาเป็น

I_{max} จากนั้น เมื่อเชื่อมต่อกับหัวเอาต์พุต I_{min} และ I_{max} จะทำให้ได้สัญญาณ I_{mid} เพียงสัญญาณเดี่ยวแสดงดังรูปที่ 1.3 จากนั้น จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรขยายความนำถ่ายโอน เพื่อปรับขนาดของ I_{mid} ให้เหลือเพียง 0.5 เท่า ตามทฤษฎีของการสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ จึงได้เอาต์พุตออกมาเป็น I_{mid_amp} จากนั้นส่งผ่านไปยังวงจรตามกระแสแบบบวก (Current follower 4) เพื่อส่งผ่านกระแสอินพุต I_{mid_amp} ไปยังหัวอินพุตของวงจรเปรียบเทียบ วงจรวงจรตามกระแสแบบบวก (Current follower 4) ได้ออกมา 3 เอาต์พุต โดยหัวเอาต์พุตที่ 1 ของวงจรวงจรตามกระแสแบบบวกนำไปเชื่อมต่อกับหัวเอาต์พุตของวงจรตามกระแสแบบลบตัวที่ 1 จะทำให้ได้เป็น I_{SV_A} ถัดมาโดยหัวเอาต์พุตที่ 2 ของวงจรวงจรตามกระแสแบบบวกนำไปเชื่อมต่อกับหัวเอาต์พุตของวงจรตามกระแสแบบลบตัวที่ 2 จะทำให้ได้เป็น I_{SV_B} และหัวเอาต์พุต 3 ของวงจรวงจรตามกระแสแบบบวกนำไปเชื่อมต่อกับหัวเอาต์พุตของวงจรตามกระแสแบบลบตัวที่ 3 จะทำให้ได้เป็น I_{SV_C} ทั้งสามสัญญาณคือสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ที่สร้างขึ้น จากนั้น ถูกส่งผ่านไปยังวงจรเปรียบเทียบ เพื่อสร้างเอาต์พุตเป็นสัญญาณ PWM แล้วทำการวิเคราะห์ห้ความถูกต้องของสัญญาณควบคุมที่ได้ออกมา

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

- 1) สังเคราะห์และออกแบบ โดยใช้สมอสทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์ $0.18 \mu m$ ชนิดพี (Level 3) และชนิดเอ็น (Level 7) เทคโนโลยีของ Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) จำลองผ่านโปรแกรม PSpice
- 2) วงจรที่สังเคราะห์ให้แหล่งจ่ายกระแสไฟตรงไม่เกิน $\pm 0.7V$
- 3) วงจรที่สังเคราะห์ขึ้นใช้ย่านความถี่ของสัญญาณอ้างอิงที่ 50 Hz
- 4) วงจรสามารถควบคุมขนาดของสัญญาณความกว้างพัลส์ในย่านไม่เกิน $2000nA$

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) สามารถนำวงจรที่เสนอนี้ไปประยุกต์ใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรืองานที่เกี่ยวข้องในด้านอื่น ๆ ได้
- 2) พัฒนาการสร้างวงจรมอดูละชั้นความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกโดยไม่ซับซ้อน
- 3) เผยแพร่ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติหรือการประชุมวิชาการระดับนานาชาติหรือการจดสิทธิบัตร/อนุสิทธิบัตร อย่างน้อย 1 ผลงาน

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

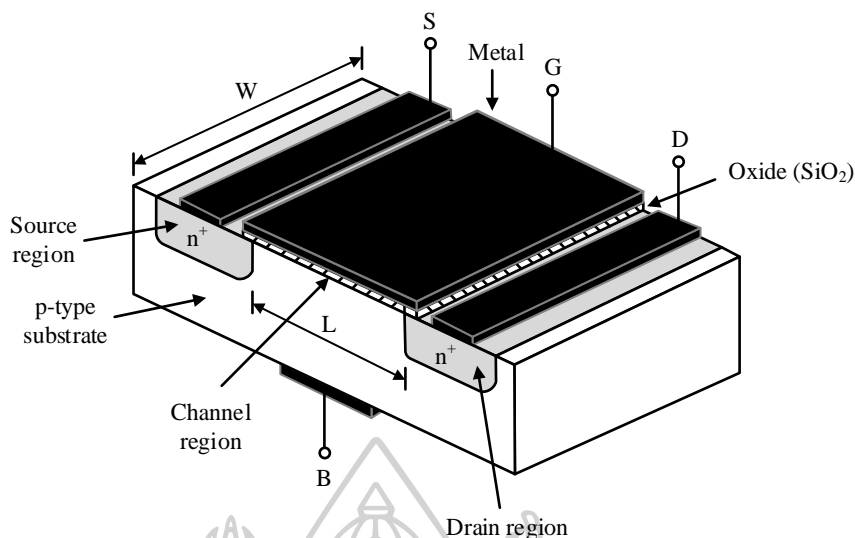
ผู้จัดทำได้นำเสนอหัวข้องานวิจัยเรื่องวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกในโหมดกระแส ดังนั้น ผู้วิจัยจึงจำเป็นต้องศึกษาหลักการของสัญญาณควบคุมสเปซเวกเตอร์ การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ และวงจรรวมถึงอุปกรณ์ที่ใช้ออกแบบในงานวิจัยนี้ โดยแบ่งออกเป็นหัวข้อต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

- 2.1 ทฤษฎีการทำงานของทรานซิสเตอร์
- 2.2 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์
- 2.3 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์
- 2.4 วงจรขยายความนำถ่ายไอออนแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์
- 2.5 การมอดูเลชันความกว้างพัลส์เบื้องต้น
 - หลักการเทคนิคการมอดูเลชันสเปซเวกเตอร์
- 2.6 ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องและกำหนดขอบเขตของงานวิจัย

2.1 ทฤษฎีการทำงานของทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์ (MOS Transistor) หรือเรียกว่า มอสเฟต (Semiconductor Field Effect Transistor : MOSFET) [11] เป็นทรานซิสเตอร์ประเภทหนึ่งที่มีลักษณะการทำงานแตกต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Transistor : BJT) กล่าวคือ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีลักษณะการทำงาน คือ ใช้แรงดันเป็นตัวควบคุมกระแสเอาต์พุต แต่มอสเฟตหรือมอสทรานซิสเตอร์ จะมีลักษณะการทำงาน คือ ใช้แรงดันเป็นตัวควบคุมปริมาณของสนามไฟฟ้าระหว่างรอยต่อ มีลักษณะเด่น คือ การสูญเสียพลังงานต่ำ แต่มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงเมื่อเทียบกับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำประเภทอื่น ๆ ที่มีลักษณะการใช้งานแบบเดียวกัน จึงเป็นที่นิยมในการพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวมที่มีจำนวนตัวประกอบ (Component) มาก ๆ เช่น ไอซีระดับ LSI (Large Scale Integrated) และ VLSI (Very Large Scale Integrated) ทั่วไป โดยโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แสดงได้ดังที่รูปที่ 2.1

จากรูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดซึ่งประกอบด้วย ส่วนซับสเตรท (Substrate) ที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนบอดี สารกึ่งตัวนำนี้เรียกว่า ซอร์ส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอร์สและเดรน จะมีแผ่นฟิล์มบางของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO₂) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์ จะมีโพลีซิลิกอน ซึ่งทำหน้าที่เรียกว่า เกท (Gate)



รูปที่ 2.1 ลักษณะ โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด

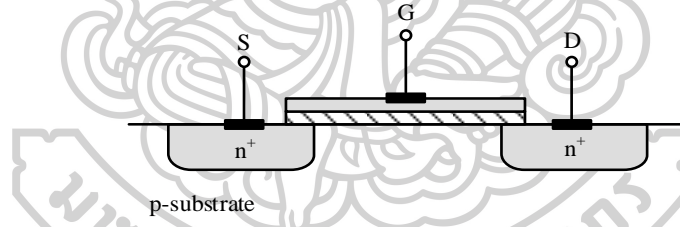
2.1.1 สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์

สัญลักษณ์ของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถบอกได้ว่า เป็นมอสทรานซิสเตอร์ชนิด N (NMOS) หรือชนิด P (PMOS) โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอร์ส ถ้าหัวลูกศรหน้าเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกต แสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) หรือฐานรอง (Substrate) หรือบางที่อาจเรียกว่า Bulk โดยถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกตแสดงว่าเป็น NMOS แต่ถ้าหัวลูกศรหันออกจากขาเกตแสดงว่าเป็น PMOS อีกทั้งสัญลักษณ์ยังสามารถบอกได้อีกว่า มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดหรือมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด ดังแสดงในรูปที่ 2.2

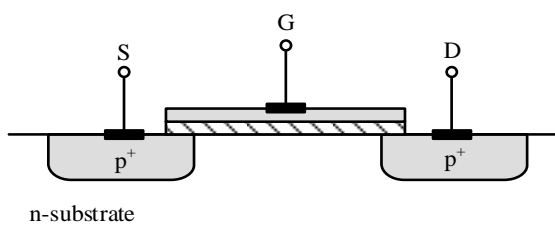
	Enhancement	Depletion	Enhancement	Depletion
PMOS				
NMOS				

รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์มอสทรานซิสเตอร์

โดยลักษณะโครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์ที่บริเวณเกตประกอบไปด้วย Metal-oxide Semiconductor ดังนั้น มอสทรานซิสเตอร์ จึงมีกระแสไหลได้น้อยมาก เนื่องจาก มีชั้นของฉนวนกั้นอยู่ ดังนั้น ในการใช้งานมอสทรานซิสเตอร์ต้องการเพียงแหล่งจ่ายความต่างศักย์ที่เกตเท่านั้น ไม่ต้องการแหล่งจ่ายกระแส จึงทำให้มอสทรานซิสเตอร์มีการสูญเสียพลังงาน (Power Consumption) ต่ำนั่นเอง สำหรับแตรนและซอร์สนั้น ปกติจะมีโครงสร้างเหมือนกันทุกประการ จึงสามารถใช้สลับกันได้ อันเป็นคุณสมบัติพิเศษอีกประการหนึ่ง จากรูปที่ 2.2 มอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งตามชนิดของสารกึ่งตัวนำได้ 2 ชนิด คือ เอ็นแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ (N-channel MOS Transistor : NMOS) และพีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์ (P-channel MOS Transistor : PMOS) โดยเอ็นแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์เป็นการใช้ประจุลบหรืออิเล็กตรอน (Electron) ในการนำกระแสจากแตรนไปยังซอร์ส ผ่านบริเวณช่องทางเดินกระแสซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี โดยแตรนและซอร์สเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น แสดงดังรูปที่ 2.3 พีแชนเนลมอสทรานซิสเตอร์เป็นการใช้ประจุบวกหรือโฮล (Hole) ในการนำกระแสระหว่างแตรนและซอร์ส ผ่านบริเวณช่องทางเดินกระแส ซึ่งเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น โดยแตรนและซอร์สเป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 มอสทรานซิสเตอร์ชนิด NMOS

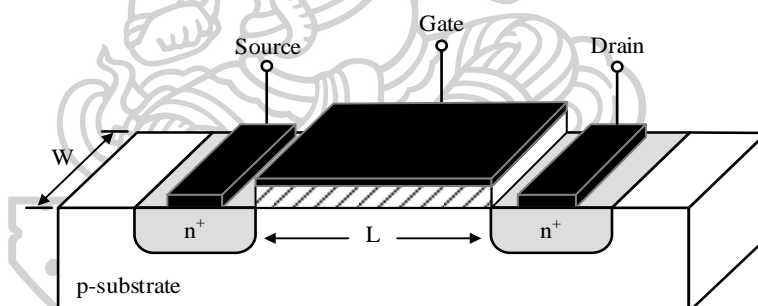


รูปที่ 2.4 มอสทรานซิสเตอร์ชนิด PMOS

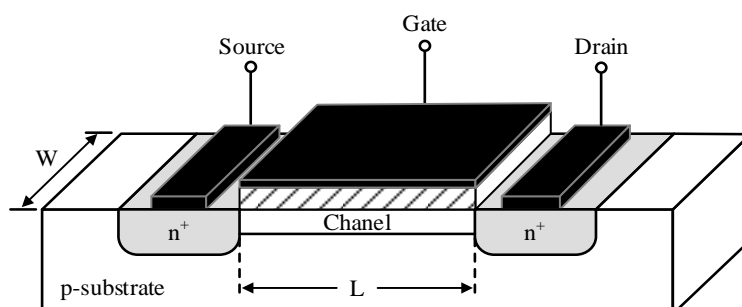
ชนิดของมอสทรานซิสเตอร์สามารถแบ่งได้โดยสารที่ใช้เป็นช่องลำเลียงอิเล็กตรอน คือเอ็นแชนเนลและพีแชนเนลตามลักษณะโครงสร้างได้เป็น 2 ประเภท คือ มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด (Enhancement Mode Transistor) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า E-MOSFET และมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมด (Depletion Mode Transistor) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า D-MOSFET ซึ่งในแต่ละแบบมีผลต่อคุณสมบัติทางไฟฟ้าในขณะที่ใช้งานต่างกันไป

2.1.1.1 มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมด

ประกอบด้วยชนิดเอ็นแชนเนลและพีแชนเนล ซึ่งทั้งสองชนิดมีโครงสร้างที่แตกต่างกัน โดยมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดพีแชนเนลจะเกิดจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นมาสร้างเป็นบอดี แต่มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชนเนลจะเกิดจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำชนิดพีมาสร้างเป็นบอดี ซึ่งมีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped P-type Substrate) ที่มีอิเล็กโตรดบริเวณเดรนและซอร์สที่ต่อกับบริเวณสารกึ่งตัวนำที่ทำการเติมสารเจือชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นสูงเข้าไปที่บอดี แต่บริเวณสารกึ่งตัวนำที่ถูกสารเจือนั้นไม่เชื่อมต่อกันเหมือนในกรณีของดีพลีชันแต่จะเคลือบซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) เป็นฉนวนลงบนบอดีแล้วทำการต่ออิเล็กโตรดที่เป็นโลหะเข้าที่เกต แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์โหมดชนิดเอ็นแชนเนล



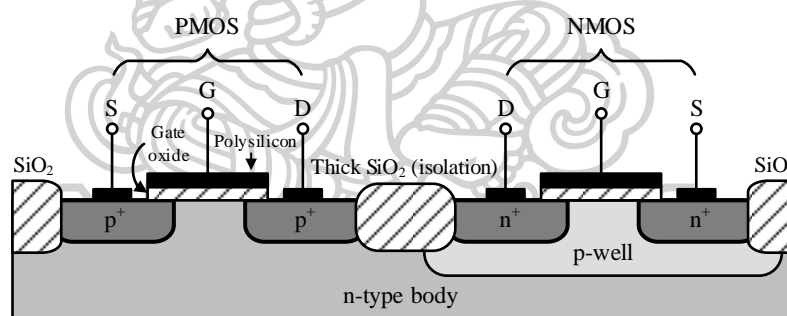
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสทรานซิสเตอร์แบบดีพลีชันโหมดชนิดเอ็นแชนเนล

2.1.1.2 มอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชัน โหมด

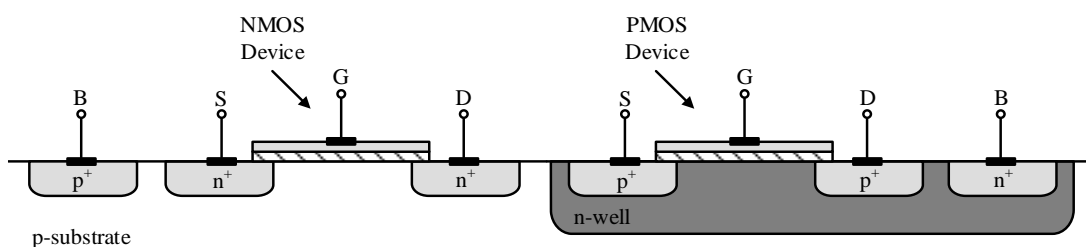
มอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชัน โหมด จะมีโครงสร้างคล้ายกับ มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮานซ์เมนต์ โหมด แตกต่างกันที่ช่องระหว่างซอร์สและเดรนของ มอสทรานซิสเตอร์แบบดีฟลิชัน โหมด จะมีการแพร่สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็นที่มีความหนาแน่นน้อย (Lightly Doped N-type Region) เรียกว่าแซนเนล โดยด้านบนแซนเนลนั้น มีฉนวนแผ่นบาง ๆ ซึ่งทำมาจากซิลิกอน ไดออกไซด์ (SiO_2) จากนั้น จึงวางอิเล็กโทรดซึ่งเป็น โลหะลงบน ซิลิกอนไดออกไซด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.6

2.1.2 เทคโนโลยีของซีมอส

เทคโนโลยีซีมอส (CMOS : Complementary MOS) เป็นการสร้างมอสทรานซิสเตอร์ ชนิดเอ็น (NMOS) และมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (PMOS) บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเดียวกัน มอสทรานซิสเตอร์ชนิดหนึ่ง จะถูกสร้างอยู่ในบ่อบอดี (Well) โดยทั่วไปแล้วนิยมสร้าง มอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีในบ่อบอดีชนิดเอ็น (N-well)



รูปที่ 2.7 วงจรรวมซีมอสสร้างบนบอดีชนิดเอ็น



รูปที่ 2.8 วงจรรวมซีมอสสร้างบนบอดีชนิดพี

จากรูปที่ 2.7 แสดงให้เห็นในส่วนของการสร้างชิปซีมอสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ PMOS และ NMOS โดยสังเกตได้ว่า ทรานซิสเตอร์ PMOS สร้างได้บนบอดีชนิดเอ็น (7-type Body) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ NMOS ต้องสร้างบ่อพี (P-well)

จากรูปที่ 2.8 เป็นการสร้างชิปซีมอสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ PMOS ที่ล้อมรอบด้วยบ่อเอ็น (N-well) ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ NMOS อยู่ในบอดีชนิดพี (P-substrate) เมื่อพิจารณา มอสทรานซิสเตอร์แบบเอ็นฮาซันเมนท์โหมคทางกายภาพในรูปที่ 2.5 และรูปที่ 2.6 เห็นได้ว่าวงจรรวมซีมอสประกอบไปด้วยช่องทางเดินกระแสชนิดเอ็นและช่องทางเดินกระแสชนิดพี ซึ่งจำเป็นอย่างมากในการทำให้บอดีชนิดเอ็นและชนิดพีในวงจรรวมซีมอสแยกจากกันทางไฟฟ้า ดังเช่นในรูปที่ 2.7 ดังนั้น กระบวนการสร้างบ่อพีแยก (P-well) ถูกใช้เป็นเทคนิคการสร้างวงจรรวมซีมอส โดยเริ่มต้นจากการโคปสารซิลิคอนชนิดเอ็นต่าง ๆ ซึ่งช่องทางเดินกระแสชนิดพีของมอสทรานซิสเตอร์ ถูกสร้างขึ้น ต่อมาเป็นกระบวนการสร้างบ่อพีแยก โดยมีช่องทางเดินกระแสเป็นชนิดเอ็นของมอสทรานซิสเตอร์

2.1.3 ทฤษฎีการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์

มอสทรานซิสเตอร์มีหลักการทำงานคือ ใช้แรงดันเกตเพื่อควบคุมประจุพาหะ หรือควบคุมแขนเนลระหว่างเดรนและซอร์ส ส่วนแรงดันที่ป้อนให้เดรนนั้น จะทำให้ร่อยต่อ พี-เอ็น เป็นไบแอสย้อนกลับ (Reverse Bias) ดังนั้น ในกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแขนเนลแรงดันที่ขากเกตและเดรนจึงมีค่าเป็นบวก ในทำนองเดียวกันกรณีของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพีแขนเนลแรงดันที่ขากเกตและเดรนจึงมีค่าเป็นลบ การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์เป็นลักษณะของการใช้แรงดันไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส โดยสมการกระแสเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ หรือแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ของมอสทรานซิสเตอร์แสดงดังสมการที่ (2.1)

$$i_D = k' \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad (2.1)$$

โดยที่

- k' คือ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) มีค่าเท่ากับ $\mu_0 C_{ox}$
- μ_0 คือ ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)
- C_{ox} คือ ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตออกไซด์ (Capacitance per Unit Area of The Gate Oxide) มีค่าเท่ากับ $\frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}}$
- W คือ ความกว้างของแขนเนล (Channel Width)
- L คือ ความยาวของแขนเนล (Channel Length)
- V_{GS} คือ แรงดันระหว่างขากเกตกับขาซอร์ส

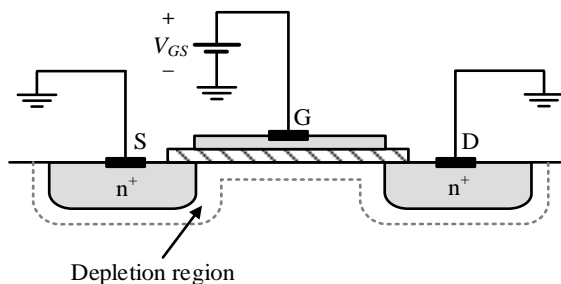
V_{TH}	คือ แรงดันขีดเริ่มมีค่าเท่ากับ $V_{TH0} + \gamma(\sqrt{2 \phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2 \phi_F })$
γ	คือ แรงดันขีดเริ่มของบอดี้ (Bulk Threshold Voltage) ($V^{1/2}$)
ϕ_F	คือ ศักคาที่พื้นผิวในย่าน Strong inversion มีค่าเท่ากับ $kT/q \ln(N_{SUB}/n_i)$ (V) เมื่อ $\phi_{F(substrate)}$ มีค่าเท่ากับ $-kT/q \ln(N_{SUB}/n_i)$ กรณี N-channel เมื่อ p เป็นบอดี้ $\phi_{F(gate)}$ มีค่าเท่ากับ $-kT/q \ln(N_{GATE}/n_i)$ กรณี N-channel เมื่อ n^+ เป็น Polysilicon gate
V_{SB}	คือ แรงดันระหว่างซอร์สกับบอดี้
V_{DS}	คือ แรงดันระหว่างขาคาเดรนกับขาซอร์ส
n_i	คือ ความเข้มข้นของพาหะในตัวสารนั้น
k	คือ ค่าคงที่ของ Boltzmann (Boltzmann's Constant)
T	คือ อุณหภูมิจริงขณะนั้น ($^{\circ}K$)
i_D	คือ กระแสเดรน
ϵ_0	คือ ค่า Permittivity ของ Free space มีค่าเท่ากับ $8.854 \times 10^{-14} F/cm$
ϵ_{Si}	คือ ค่า Permittivity ของ Silicon มีค่าเท่ากับ $11.7\epsilon_0 F/cm$
ϵ_{OX}	คือ ค่า Permittivity ของ SiO_2 มีค่าเท่ากับ $3.9\epsilon_0 F/cm$

การทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ต่างจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ หากพิจารณากรณี NMOS ทรานซิสเตอร์ เมื่อแรงดันที่ขาเกตสูงถึงค่าหนึ่งจะเรียกว่า “แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage : V_{TH})” บอดี้ที่อยู่ใต้ขาเกต จะเสมือนเป็นการกลับชนิดจาก P-type เป็น N-type (Inversion) เป็นผลให้ N-type ที่เกิดขึ้นใหม่ระหว่างขาซอร์สและเดรนนั้น ยอมให้เกิดพาหะเพื่อนำพาอิเล็กตรอนผ่านไปได้ ซึ่งจะเรียกเงื่อนไขนี้ว่า Strong inversion มอสทรานซิสเตอร์ใน Strong inversion จะแบ่งการทำงานหลัก เป็น 3 ย่าน (Region) โดยคุณสมบัติและการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งออกเป็นย่านต่าง ๆ ได้ดังนี้

2.1.3.1 ย่านไม่นำกระแส (Cutoff)

เมื่อป้อนแรงดัน V_{GS} น้อยกว่าแรงดันขีดเริ่ม (V_{TH} : Threshold Voltage) หรือ $V_{TH} > V_{GS}$ สนามไฟฟ้าในชั้นออกไซด์ที่เกิดจากแรงดัน V_{GS} จะผลักดันให้โฮลในสารกึ่งตัวนำที่ผิวสัมผัสเคลื่อนที่ห่างออกไป ทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ขึ้นในสารกึ่งตัวนำที่อยู่ใต้ส่วนเกต ดังรูปที่ 2.9 ดังนั้น ในกรณีนี้ เดรนและซอร์ส ยังคงถูกแยกจากกันด้วยชั้นของบริเวณปลอดพาหะและเมื่อแรงดันเดรนซอร์สเพิ่มขึ้น ส่งผลให้กระแสเดรนเกิดการไหลแต่มีค่าน้อยมากประมาณเป็นศูนย์ $i_D \approx 0$ ในสภาวะนี้ มอสทรานซิสเตอร์ยังคงอยู่ในสภาวะกัทออฟ

$$i_D = 0 ; (V_{GS} - V_{TH}) \leq 0 \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.9 การเกิด Channel กรณีไม่นำกระแส ($V_{GS} - V_{TH} < 0$)

2.1.3.2 ย่านความต้านทานหรือย่านเชิงเส้น (Ohmic Region)

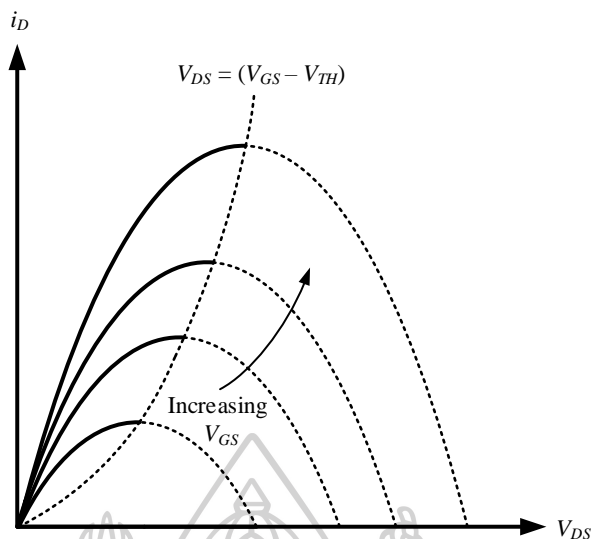
จากสมการที่ (2.1) เมื่อทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส Drain และแรงดัน Drain-Source จะได้เป็นรูปพาราโบลา ดังรูปที่ 2.10 และจะพบว่าที่ค่าสูงสุดของกราฟ เมื่อลากเส้นต่อกันจุดที่ทำให้กราฟ สูงสุดมีค่าเท่ากับแรงดัน Drain-Source (V_{DS}) มีค่าเท่ากับ ($V_{GS} - V_{TH}$) ซึ่งจุดนี้ ก็คือจุดที่มอสทรานซิสเตอร์ จะเริ่มดำเนินงานในย่านอิ่มตัวซึ่งอาจจะเรียกว่าจุด Pinch-off ซึ่งแรงดัน Drain-Source ที่จุดนี้จะเรียกว่า แรงดัน Drain-Source อิ่มตัว (Saturation) และเป็นเส้นขอบกำหนดย่านการทำงานระหว่างย่านไม่อิ่มตัวกับย่านอิ่มตัว ซึ่งอาจเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2.3)$$

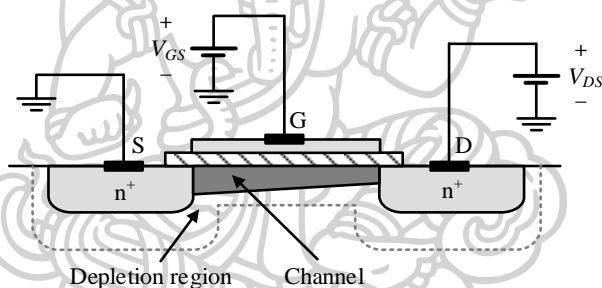
ถ้า V_{DS} มีค่าน้อยกว่า $V_{DS(sat)}$ มอสทรานซิสเตอร์จะทำงานในย่านไม่อิ่มตัว ซึ่งสามารถใช้สมการที่ (2.3) ได้ดังนี้

$$i_D = k' \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} : (V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS} \quad (2.4)$$

ในย่านการทำงานนี้แรงดัน $V_{GS} - V_{TH}$ ต้องมากกว่าแรงดัน V_{DS} ทำให้สนามไฟฟ้าในชั้นฉนวน ออกไซด์ที่เกิดขึ้น มีค่ามากพอที่จะเหนี่ยวนำให้เกิดแชนเนลในสารกึ่งตัวนำบริเวณใต้ส่วนเกต ดังรูปที่ 2.11 แชนเนลที่เกิดขึ้นนี้เสมือนเป็นแท่งสารกึ่งตัวนำ ที่มีความยาวเท่ากับ L โดยมีปลายทั้งสองด้านเป็นส่วนของซอร์สและเดรน เมื่อแรงดัน Drain มีค่าเพิ่มขึ้นเล็กน้อย จะทำให้อิเล็กตรอนในแชนเนลเกิดการครีพท์ (Drift) หรือเคลื่อนที่จากซอร์ส ไปยังเดรน ส่งผลให้มีกระแส i_D เกิดขึ้น

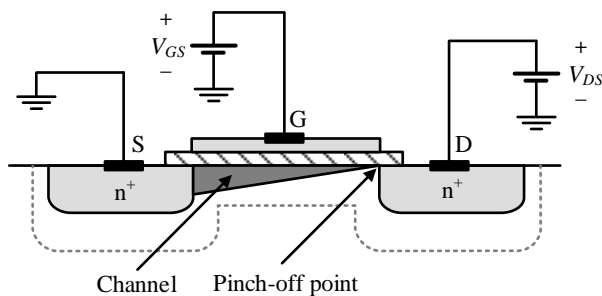


รูปที่ 2.10 กราฟความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแสจากสมการของ Sah



รูปที่ 2.11 การเกิด Channel กรณีที่ $(V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS}$ ย่านไม่อิ่มตัว

เมื่อสังเกตจากกราฟของมอสทรานซิสเตอร์ย่านไม่อิ่มตัวดังรูปที่ 2.10 (ในด้านเส้นทึบ) กราฟจะเหมือนกับคุณสมบัติของความต้านทานและค่อนข้างมีความเป็นเชิงเส้น จึงอาจจะเรียกช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์นี้ว่าย่านเชิงเส้น (Linear Region) หรือ Ohmic region หรือ Triode region เมื่อ V_{DS} มีค่ามากขึ้นจนทำให้แรงดันที่ตกคร่อมชั้นออกไซด์ที่บริเวณปลายด้านเดรนมีค่าเท่ากับ V_{TH} ทำให้ขนาดของแชนเนลที่ปลายด้านเดรนมีค่าลดลงเป็นศูนย์ กล่าวคือแชนเนลขาดออกพอดีที่เดรน ดังรูปที่ 2.12 เรียกสภาวะนี้ว่า สภาวะพิตช์ออฟ (Pinch-off) ค่า U_{ps} ที่ทำให้เริ่มเกิดสภาวะพิตช์ออฟ เรียกว่า แรงดันเดรน-ซอร์สอิ่มตัว $V_{DS(sat)}$ หรือเรียกว่า แรงดัน Pinch-off (V_{pinch}) ในย่านอิ่มตัวนั้น ความต้านทานของแชนเนลจะแปรผกผันตรงกับ V_{DS} โดยเมื่อ V_{DS} เริ่มมีค่าสูงกว่าเงื่อนไข $V_{DS(sat)}$ คุณสมบัติของกระแสจะชะลอตัวลง ซึ่งนั่นหมายถึงมอสทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนย่านการทำงานไปเป็นย่านอิ่มตัว ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 2.12 การเกิด Channel กรณีที่ $(V_{GS} - V_{TH}) > V_{DS}$ หรือ $V_{DS(sat)}$

2.1.3.3 ย่านนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region)

เมื่อ V_{DS} มีค่ามากกว่า $V_{GS} - V_{TH}$ หรือ $V_{DS(sat)}$ กระแสเดรนจะเป็นอิสระจาก V_{DS} ดังนั้น แทนที่สมการที่ (2.1) ด้วย $V_{DS(sat)}$ ได้สมการของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านอิ่มตัวเท่ากับ

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.5)$$

จากสมการที่ (2.4) พบว่ากระแสเดรนจะไม่ขึ้นกับการเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_{DS} แต่ในความจริงแล้วไม่ถูกต้อง เพราะเมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นจะพบว่ากระแสเดรนเพิ่มขึ้นเล็กน้อยและมีลักษณะเป็นเชิงเส้นคล้ายกับในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อ V_{DS} มีค่าเพิ่มขี้น กล่าวคือ ระยะของแชนเนลหรือช่องนำกระแสมีค่าลดลง ดังรูปที่ 2.14 ปรากฏการณ์นี้ เรียกว่า การมอดูเลตความยาวแชนเนล (Channel Length Modulation : λ) ซึ่งโดยทั่วไป λ จะมีค่าน้อยกว่า 1 มาก ๆ และแปรผกผันกับค่า L โดยสมการกระแสเดรนของมอสยอนอิ่มตัวที่สมบูรณ์จะเพิ่มองค์ประกอบ $(1 + \lambda V_{DS})$ เข้าไป ทำให้สมการที่ (2.4) กลายเป็น

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.6)$$

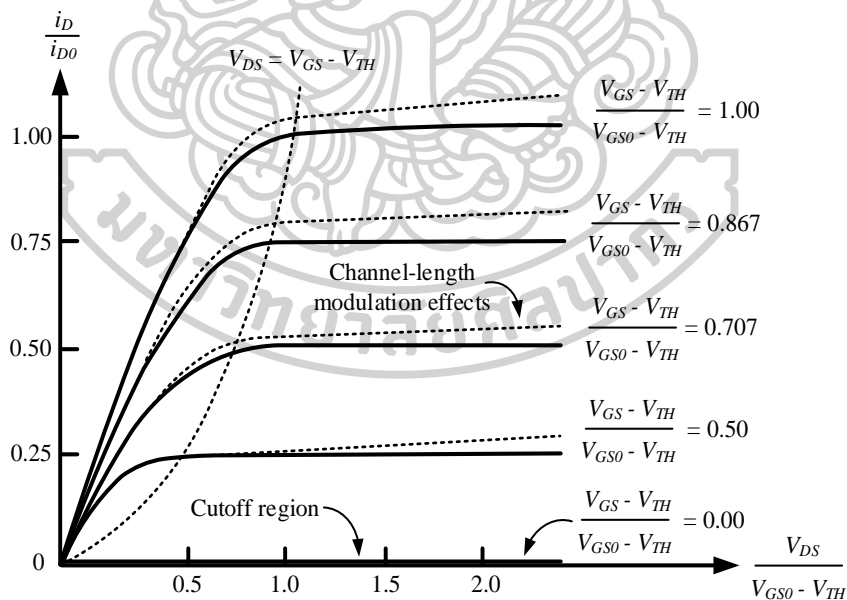
จากการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ทั้ง 3 ย่านดังสมการที่ (2.2), (2.3) และ (2.4) สามารถนำมาพล็อตเป็นกราฟแบบ Normalized ได้ดังรูปที่ 2.13 โดยกำหนดให้ V_{GS0} เป็นค่าของ V_{GS} ที่ทำให้เกิดค่ากระแสเดรน i_{D0} ในย่านอิ่มตัว ซึ่งเป็นการขยายกราฟรูปที่ 2.10 ไปทางขวา โดยเส้นทึบแสดงความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของมอสทรานซิสเตอร์กรณี $\lambda=0$ ส่วนกรณี $\lambda \neq 0$ กราฟจะแสดงด้วยเส้นประ เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้นในทางปฏิบัติจุด Pinch-off ทางกายภาพจะมีการเลื่อนไปจากบริเวณขาคาเดรนเล็กน้อย ซึ่งทำให้ค่า L ในทางปฏิบัติเปลี่ยนแปลงไป (สั้นลง) ทำให้เกิดแรงดันระหว่างซอร์สถึงจุด Pinch-off เปลี่ยนแปลงไปจึงทำให้กระแสเพิ่มขึ้นเล็กน้อย ซึ่งถ้าเทียบเคียงกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ก็สามารถ เขียนในรูปของแรงดัน Early voltage ได้เช่นกัน ดังสมการที่ (2.7)

$$\lambda = \frac{1}{V_A} \quad (2.7)$$

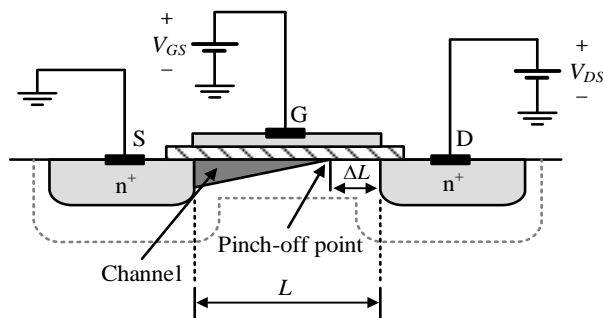
ทำให้สมการที่ (2.6) เขียนใหม่ได้เป็น

$$i_D = k' \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A} \right) \quad (2.8)$$

โดยค่า Channel length modulation (λ) ของมอสทรานซิสเตอร์ก็จะเป็นค่าคงที่ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับขนาดของ L ตัวอย่างเช่น กรณี $L=1\mu\text{m}$, $\lambda \approx 0.04\text{V}^{-1}$ (NMOS), $\lambda \approx 0.05\text{V}^{-1}$ (PMOS) และกรณี $L=2\mu\text{m}$, $\lambda \approx 0.01\text{V}^{-1}$ (NMOS), $\lambda \approx 0.01\text{V}^{-1}$ (PMOS) ในการออกแบบวงจรด้วยมอสทรานซิสเตอร์เพื่อลดผลกระทบของ Channel length modulation ทำได้โดยกำหนดให้ L มีขนาดใหญ่ ($>5\mu\text{m}$) เป็นผลให้ $\Delta L \ll L$ ดังนั้นความยาวของแชนเนลจึงมีขนาดสั้นลงจากเดิมน้อยมากดังรูปที่ 2.14 จึงอาจประมาณได้ว่ามีขนาดความยาวเท่าเดิม ดังนั้นแม้ว่า V_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็ตาม แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างซอร์สถึงจุด Pinch-off มีค่าคงที่เสมอหรือไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ V_{DS} และ เมื่อ V_{DS} เพิ่มขึ้นสูงกว่าแรงดันครน-ซอร์สอิมตัว กระแสเดรนจะประมาณได้ว่า มีค่าคงที่เท่ากับกระแสเดรนอิมตัว $i_{D(sat)}$ ซึ่งหาได้จากสมการที่ (2.5)



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและแรงดันที่ขาคเรนซอร์ส



รูปที่ 2.14 การเกิด Channel กรณีที่ $(V_{GS} - V_{TH}) < V_{DS}$

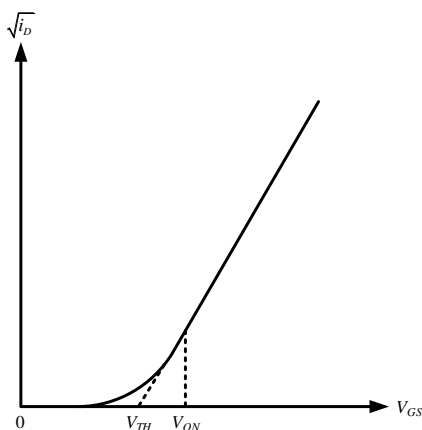
2.1.4 มอสมทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold

ในหัวข้อก่อนหน้า ได้มีการได้กล่าวไว้ว่า จะไม่มีกระแสไหลถ้าแรงดันเกต-ซอร์ส มีค่าต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ในความจริงแล้วไม่ถูกต้องเสียทีเดียว เนื่องจาก เมื่อแรงดัน V_{GS} เข้าใกล้ V_{TH} คุณสมบัติจะเปลี่ยนจากกฎกำลังสอง (Square-law) ไปเป็นฟังก์ชันเอ็กโปเนนเชียล (Exponential) โดยที่ย่านการทำงานเมื่อ V_{GS} มีค่าสูงกว่าแรงดันขีดเริ่ม จะเรียกว่าย่าน Strong inversion และในย่านการทำงานที่ต่ำกว่านั้น เรียกว่า ย่าน Subthreshold หรือ Weak inversion โดยที่คุณสมบัติของกระแสแรงดันของมอสมทรานซิสเตอร์ในย่านอิมตัวและทำการขยายด้วยการพล็อตในฟังก์ชันรากที่สองของแรงดันเกต-ซอร์ส ในรูป 2.15 (ก) จะพบว่าในช่วงที่แรงดัน V_{GS} มีค่าสูงกว่า V_{TH} กราฟจะเป็นเส้นตรง แต่เมื่อ V_{GS} ต่ำกว่า V_{TH} กราฟจะเป็นดังรูป 2.15 (ข) จะมีย่านการทำงานที่อยู่ในช่วง Weak inversion

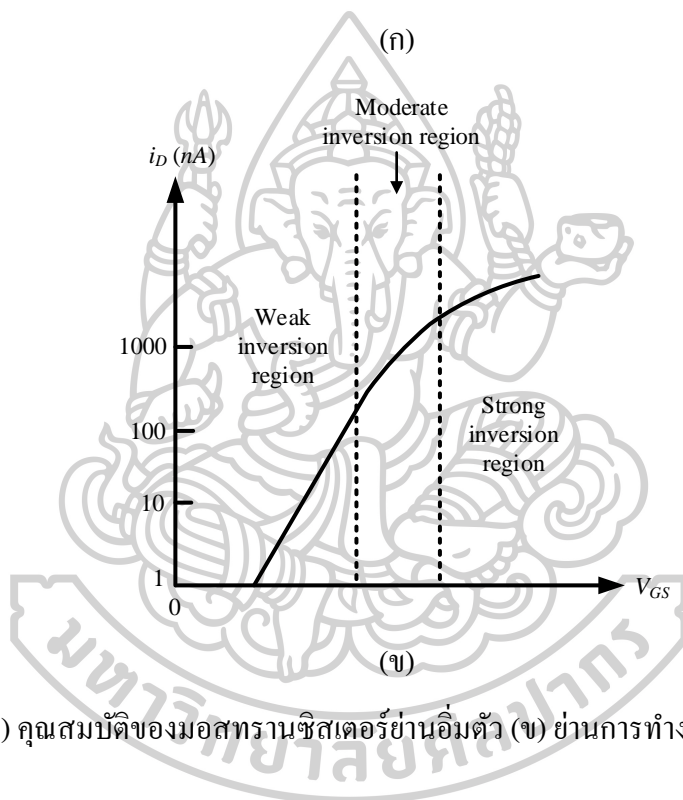
การทำงานในย่าน Subthreshold นี้ แรงดัน V_{GS} จะไม่ถูกจำกัดด้วยแรงดันขีดเริ่มอีกต่อไปจึงเป็นประโยชน์ในการออกแบบและนำไปประยุกต์เป็นวงจรที่ใช้ไฟเลี้ยงต่ำ ๆ ได้ ซึ่งการทำงานของมอสมทรานซิสเตอร์จะทำงานคล้ายกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ โดยสามารถประมาณค่ากระแสเดรนของมอสมทรานซิสเตอร์ในย่าน Subthreshold ได้ดังนี้

$$i_D \cong \left(\frac{W}{L}\right) i_{D0} \exp\left(\frac{V_{GS}}{nV_T}\right) \quad (2.9)$$

$$i_{D0} = 2n\mu_0 C_{ox} V_T^2 \left(\frac{W}{L}\right) \quad (2.10)$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.15 (ก) คุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ย่านอิมตัว (ข) ย่านการทำงานที่เกิดขึ้นจริง 3 ย่าน

โดยที่ (W/L) คือ ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ n คือ อัตราความชันของ Subthreshold ($n=1+C_{js}/C_{ox}$) เป็นค่าคงที่ซึ่งขึ้นกับเทคโนโลยีที่ใช้ (โดยปกติ $1 < n < 3$ หรือประมาณค่าเท่ากับ 1.4) ส่วน $V_T = kT/q$ คือ ค่าแรงดันอุณหภูมิ (k คือ ค่าคงที่ Boltzmann, T คือ อุณหภูมิจริงและ q คือ จำนวนประจุ) และ i_{D0} เป็นค่าพารามิเตอร์ขึ้นอยู่กับกระบวนการผลิตซึ่งสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.10) ในรูปที่ 2.15 (ข) แสดงย่านการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ทั้งหมด สามารถแบ่งขอบเขตของการทำงานในย่านต่างๆ ด้วยการประมาณค่ากระแสชาแตรน [12]

$$i_D > 10i_{D0} \quad \text{(Strong Inversion) (2.11)}$$

$$10i_{D0} > i_D > 0.1i_{D0} \quad \text{(Moderate Inversion) (2.12)}$$

$$i_D < 0.1i_{D0} \quad (\text{Weak Inversion}) \quad (2.13)$$

2.1.5 แบบจำลองของมอสเฟต

ในปัจจุบันนี้ ได้มีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป เพื่อวิเคราะห์และเลียนแบบการทำงานของวงจรต่าง ๆ กันอย่างกว้างขวาง โปรแกรม PSpice (PC-based Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) และ PSpice เป็น โปรแกรม ซึ่งถูกใช้มากและเป็นที่ยอมรับ โดยโปรแกรม PSpice ถูกคิดค้นและพัฒนาจากมหาวิทยาลัย Berkeley แห่งรัฐแคลิฟอร์เนีย (California) ประเทศสหรัฐอเมริกา ในโปรแกรม PSpice ได้แบ่งรูปแบบจำลอง (Model) การทำงานของมอสเฟตแบ่งออกเป็น 3 ระดับ คือ LEVEL 1, LEVEL 2 และ LEVEL 3

1) LEVEL 1 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟตแบบพื้นฐานที่มีความยาวของแชนเนลมากกว่า 10 ไมครอน โดยใช้โมเดลของ H. Shichman and D. Hodges ซึ่งครอบคลุมการทำงานไปถึงโมเดลของ C.T. Sah ด้วย

2) LEVEL 2 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ที่มีความยาวของแชนเนลน้อยกว่า 10 ไมครอนซึ่งเรียกว่า Short channel effect LEVEL 2 แตกต่างจาก LEVEL 1 อยู่ 2 ประการ ประการแรก คือ วิธีการคำนวณผลกระทบของความยาวแชนเนล (Effect Channel Length) และประการที่สอง คือ วิธีการคำนวณการเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation Region) และช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-saturation Region)

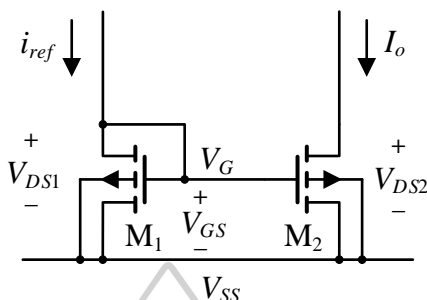
3) LEVEL 3 เป็นแบบจำลองการทำงานของมอสเฟต ซึ่งถูกออกแบบขึ้น โดยอาศัยจากการทดลอง การสังเกตพฤติกรรมที่เกิดขึ้นและประสบการณ์ความชำนาญ (Semi-empirical) เพื่อปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้มีความเหมาะสมใน LEVEL 3 ได้มีการลดเวลาการคำนวณความเปลี่ยนแปลงระหว่างรอยต่อของช่วงการนำกระแสอิ่มตัวและช่วงการนำกระแสไม่อิ่มตัว

ในปัจจุบัน แบบจำลองของมอสเฟตใน HSPICE ได้มีการพัฒนาขึ้นอีกมากมาย เช่น BSIM (Berkeley Short-channel IGFET Model) หรือบางครั้งเรียกว่า LEVEL 4 และ HSpice LEVEL 28 เป็นต้น

2.2 วงจรสะท้อนกระแสโดยใช้ออสทราทอนซิสเตอร์

จาก [13] อธิบายว่าวงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรย่อยที่มีคุณสมบัติทางไฟฟ้า คือ ความต้านทานทางด้านอินพุตต่ำและมีความต้านทางด้านเอาต์พุตสูง จากคุณสมบัตินี้ทำให้วงจรสะท้อนกระแสได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ เป็นอย่างมาก เช่น ภาคขยายกำลังของระบบเซอร์โวมอเตอร์ ภาคขยายกำลังในเครื่องขยายเสียง ภาคขยายสัญญาณส่วนหน้าของเครื่องมือวัด ใช้เป็นภาระของวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กในวงจรรวมและใช้เป็นวงจรส่งผ่านกระแส เป็นต้น

โดยทั่วไปแล้วสามารถจับมาได้จาก ทั้งไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสทรานซิสเตอร์ วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ อาศัยหลักการที่ว่า หากแรงดันไบแอสที่เกต-ซอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมือนกันสองตัวมีค่าเท่ากันแล้วกระแสจะเท่ากันด้วย



รูปที่ 2.16 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้มอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นแชนเนล

จากรูปที่ 2.16 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดเอ็นแชนเนล (N-channel Current Mirror) โดยมีแหล่งกำเนิดกระแสที่ i_{ref} เป็นกระแสที่ทางเข้าและ I_o เป็นกระแสที่ทางออกหรือกระแสที่ถูกสะท้อนโดยมอสทรานซิสเตอร์ M_1 ที่ $V_{DS1} = V_{GS}$ เมื่อสมมติให้มอสทรานซิสเตอร์ M_2 ค่า $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{TH}$ ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ M_2 จะทำงานในช่วงอิ่มตัว มีค่ากระแสคือ

$$i_D = \frac{k}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.14)$$

เมื่อ $k = \mu_n C_{ox} W/L$, λ เป็น Channel-length modulation ซึ่งจะได้อัตราส่วนของกระแสเอาต์พุต I_o ต่อกระแสที่ทางเข้า i_{ref} ดังนี้

$$\frac{I_o}{i_{ref}} = \left(\frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \right) \left(\frac{V_{GS} - V_{TH2}}{V_{GS} - V_{TH1}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \left(\frac{\mu_{n2} C_{ox2}}{\mu_{n1} C_{ox1}} \right) \quad (2.15)$$

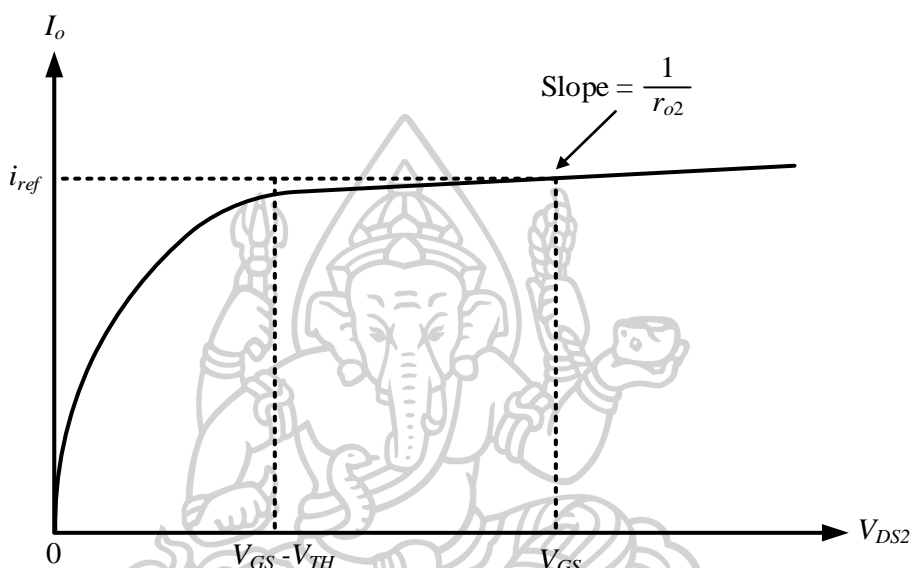
เนื่องจาก มอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็นชนิดเดียวกัน โดยทางทฤษฎีแล้วมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัว จึงมีความสมพียงกันทุกประการ ซึ่งจะทำให้ค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical Parameter) เช่น V_{TH} , μ_n และ C_{ox} มีค่าที่เท่ากันด้วย ดังนั้นสมการที่ (2.15) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_o}{i_{ref}} = \left(\frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \right) \left(\frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \quad (2.16)$$

ถ้า $V_{DS2} = V_{DS1}$ และมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีความสมพียงกันค่า λ ก็จะไม่นำมาพิจารณาทำให้ได้ว่าสมการใหม่ คือ

$$\frac{I_o}{i_{ref}} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) จะเห็นว่าอัตราส่วน I_o/i_{ref} จะขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถที่จะกำหนดค่าเหล่านี้ได้ในขั้นตอนของการออกแบบวงจร หากกำหนดให้ $W_1/L_1 = W_2/L_2$ แล้วจะได้กระแสที่เอาต์พุตเท่ากับกระแสอินพุต โดย M_2 จะทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่เอาต์พุต

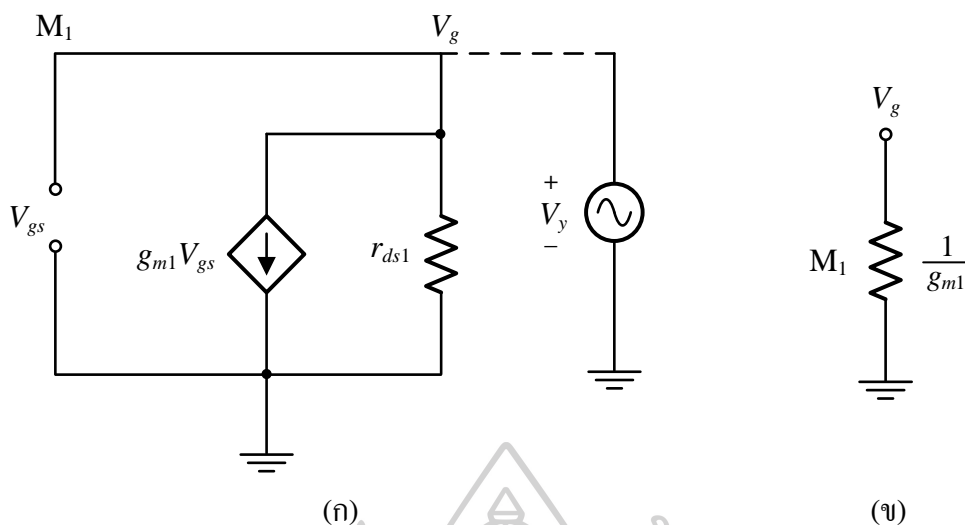


รูปที่ 2.17 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 2.16 ในกรณี M_1 และ M_2 สมพงษ์กัน

จากการทำงานข้างต้น ได้ความสัมพันธ์ว่ามอสทรานซิสเตอร์ M_2 ทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว จึงจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.18) ดังนั้นแรงดัน V_{DS2} ค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้อย่างเหมาะสม คือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2.18)$$

สำหรับในทางปฏิบัติแล้วนั้น จะมีผลของ Channel length modulation เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ แต่หากพิจารณาในกรณีที่มีมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวสมพงษ์กันแล้ว กระแสเดรนของ M_2 จะเท่ากับกระแสเดรนของ M_1 โดยที่ค่าแรงดันเดรน-ซอร์สของ M_2 เท่ากับแรงดันเดรน-ซอร์สของ M_1 นั่นคือ $V_{DS2} = V_{GS}$ และเมื่อ V_{DS2} มีค่าเพิ่มมากขึ้น ค่า I_o จะเพิ่มขึ้นตามค่าความต้านทานเอาต์พุตของ M_2 (r_{o2}) ที่เพิ่มขึ้นสามารถอธิบายได้จากกราฟในรูปที่ 2.17 เมื่อ M_2 ทำงานที่ V_{GS} คงที่ค่าหนึ่ง โดยขึ้นอยู่กับกระแส i_{ref} ที่ไหลผ่าน M_1



รูปที่ 2.18 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ M_1 (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ M_1

จากกราฟในรูปที่ 2.17 สามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรได้ดังนี้

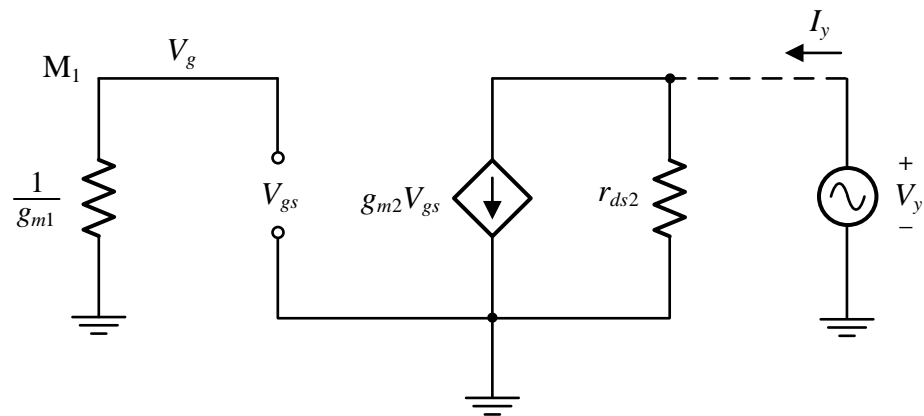
$$R_o = \frac{\Delta V_{DS2}}{\Delta I_o} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_o} = \frac{1}{\lambda I_o} \quad (2.19)$$

เมื่อ V_{A2} คือ แรงดันจุดเริ่มของ M_2 ซึ่งแปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส

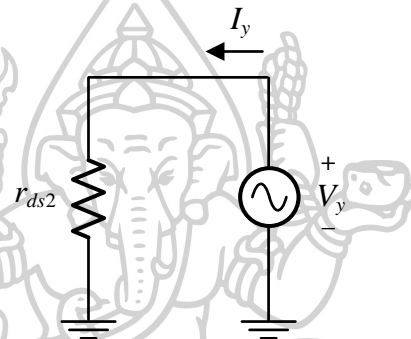
พิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเฉพาะของ M_1 ในรูปที่ 2.18 (ก) พบว่า M_1 ถูกต่อเสมือนเป็นไดโอดตัวหนึ่ง I_o ถูกแทนด้วยวงจรเปิด เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ M_1 สามารถหาได้โดยป้อนสัญญาณแรงดันทดสอบ V_y ที่ขั้วต่อ V_g ได้สัญญาณกระแส I_y มีค่าเท่ากับ

$$I_y = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1} V_{GS} = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1} V_y \quad (2.20)$$

เมื่อได้ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ M_1 เท่ากับ $1/g_{m1} \parallel r_{ds}$ แต่เนื่องจาก $r_{ds} \gg 1/g_{m1}$ ดังนั้นค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จึงถูกประมาณว่ามีค่าเท่ากับ $1/g_{m1}$ ดังรูปที่ 2.18 (ข) จากวงจรสมมูลของ M_1 ในรูปที่ 2.19 (ก) เมื่อ V_{GS} ต่อลงกราวนด์จะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน $1/g_{m1}$ และ $g_{m2} V_{GS}$ เท่ากับศูนย์ จึงได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 2.19 (ข) ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ r_{ds2}



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.19 (ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของรูปที่ 2.19 (ก)

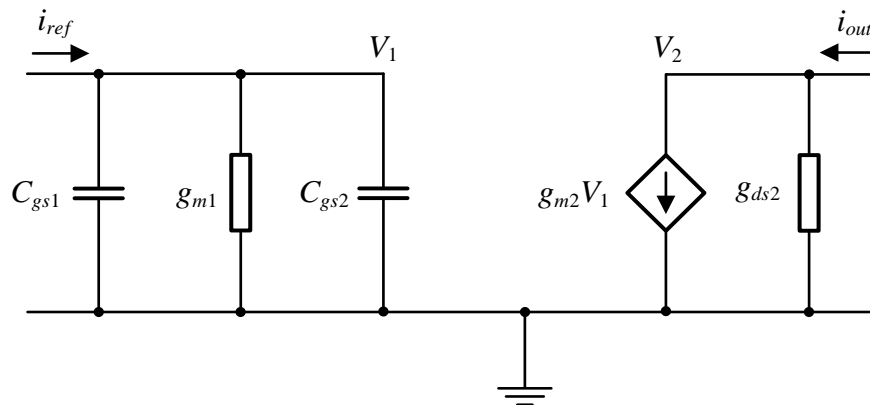
จากรูปที่ 2.20 สามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่าน (Transfer Function) ได้โดยสมมติให้แหล่งกำเนิดคงที่เท่ากับ i_{ref} พิจารณาที่โหนด V_1

$$i_{ref}(s) = (sC_{GS1} + g_{m1} + sC_{GS2})V_1 \quad (2.21)$$

$$V_1 = \frac{i_{ref}(s)}{sC_{GS1} + g_{m1} + sC_{GS2}} \quad (2.22)$$

ที่โหนด V_2

$$i_{out}(s) = g_{m2}V_1 \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.20 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 2.16

แทนสมการที่ (2.22) ลงใน (2.23) จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + s(C_{GS1} + C_{GS2})} \quad (2.24)$$

หรือ

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left[\frac{1}{1 + \frac{s(C_{GS1} + C_{GS2})}{g_{m1}}} \right] \quad (2.25)$$

กรณีความถี่ต่ำถึงความถี่ปานกลางจะได้ฟังก์ชันส่งผ่าน ดังนี้

$$\frac{i_{out}}{i_{ref}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (2.26)$$

2.3 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปโดยใช้มอดูเลชันซิสเตอร์

จาก [14] กล่าวว่าวงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียร์รูปเป็นส่วนประกอบด้านอินพุตของวงจรผลต่างกระแสที่มีความต้านทานแฝงที่อินพุตแสดงดังรูปที่ 2.21 เมื่อทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่านอิมิตัวและไม่คำนึงถึงของการแปลงผันความยาวช่องนำกระแส (Channel Length Modulation) โดยกำหนดให้ขนาดของทรานซิสเตอร์ M_1 - M_2 และ M_4 - M_5 จะสามารถวิเคราะห์หาสมการกระแส I_2 และ I_5 ได้เป็น

$$I_2 = I_{B1} + V_n \sqrt{2\beta_p I_{B1}} + \frac{1}{2} \beta_p V_n^2 \quad (2.27)$$

และ

$$I_5 = I_{B1} - V_n \sqrt{2\beta_p I_{B1}} + \frac{1}{2} \beta_p V_n^2 \quad (2.28)$$

เมื่อ $\beta_n = \mu_n C_{ox} (W/L)$ และ $\beta_p = \mu_p C_{ox} (W/L)$ คือ ค่าพารามิเตอร์ทางกายภาพของ NMOS และ PMOS ตามลำดับ เนื่องจาก

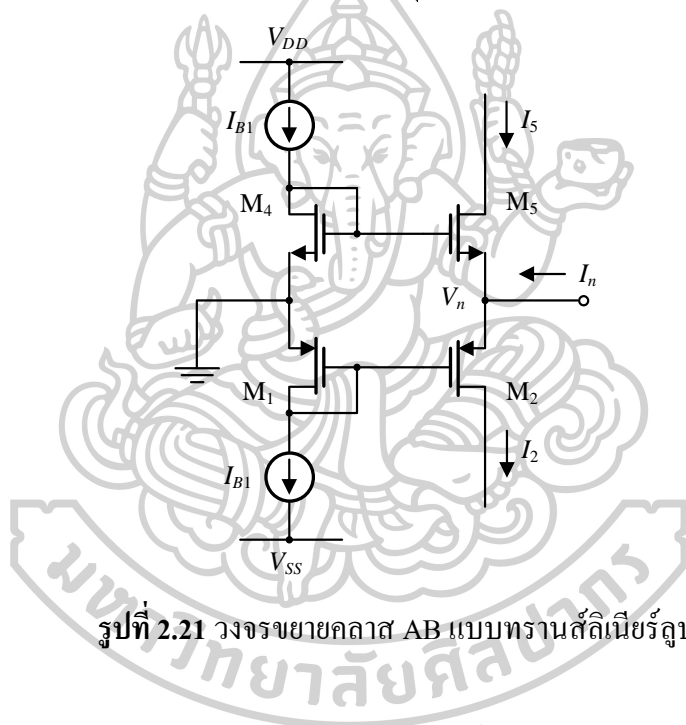
$$I_n = I_2 - I_5 \quad (2.29)$$

แทนสมการที่ (2.27) และ (2.28) ลงในสมการที่ (2.29) จะได้

$$I_n = V_n \sqrt{2I_{B1}} (\sqrt{\beta_n} + \sqrt{\beta_p}) + \frac{1}{2} V_n^2 (\beta_n - \beta_p) \quad (2.30)$$

จากสมการที่ (2.30) หาก $\beta_n = \beta_p = \beta$ จะพบว่าค่าความต้านทานแ่งที่ขั้วพีและเอ็นมีค่าเท่ากับ

$$R_n = \frac{V_n}{I_n} = \frac{1}{\sqrt{8\beta I_{B1}}} \quad (2.31)$$

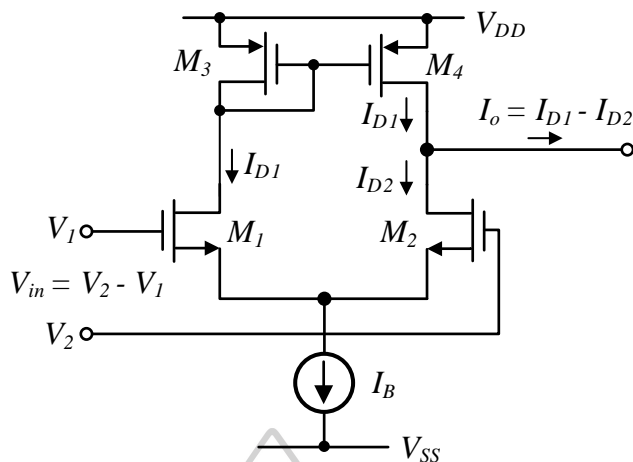


รูปที่ 2.21 วงจรขยายคลาส AB แบบทรานส์ลิเนียน์รูป

2.4 วงจรขยายความนำถ่ายโอนแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์

วงจรขยายความนำถ่ายโอน หรือ โอทีเอ [15] ชนิดมอสทรานซิสเตอร์อย่างง่ายที่สุด วงจรขยายความแตกต่างและแหล่งจ่ายกระแสคงที่ดังรูปที่ 2.22 ซึ่งมีลักษณะวงจรเช่นเดียวกับชนิดที่ใช้ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 2.22 จะมีมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วน M_3 และ M_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งให้อัตราส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่ง โดยมีกระแส I_B เป็นกระแสไบแอสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดัน V_m จะทำให้กระแส I_{D1} และ I_{D2} ขึ้นที่ M_1 และ M_2 ตามลำดับ กระแส I_{D1} ที่ถูกสะท้อนกระแสโดย M_3 และ M_4 เมื่อนำไปลบออกจากค่ากระแส I_{D2} ที่เกิดขึ้นที่มอสทรานซิสเตอร์ M_2 จะได้กระแสจุดออก I_o มีค่าเท่ากับกระแส $I_{D1} - I_{D2}$



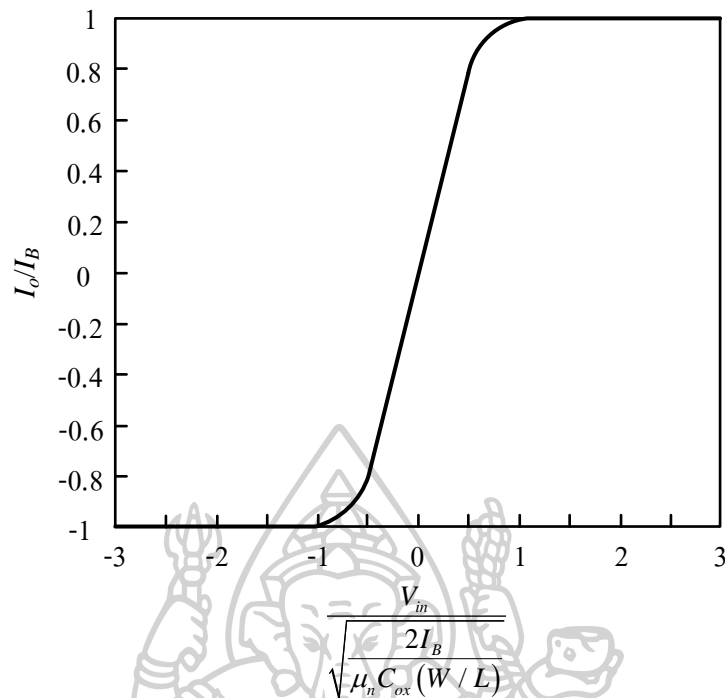
รูปที่ 2.22 วงจรขยายความนำถ่ายไอออนชนิดใช้มอสทรานซิสเตอร์อย่างง่าย

ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_O กับค่าแรงดันที่จุดเข้า V_{in} ของวงจรถ่ายความแตกต่างในรูปที่ 2.22 มีค่าดังสมการที่ (2.32)

$$I_O = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left[\frac{W}{L} \right] V_{in} \sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C_{ox} (W/L)} - V_{in}^2} \quad (2.32)$$

จากสมการที่ (2.32) สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_O ซึ่งเป็นฟังก์ชันของแรงดันผลต่างของอินพุต (Differential input voltage) V_{in} (I_O นอร์มอลไลส์กับ I_B และ V_{in} นอร์มอลไลส์กับ $\sqrt{2I_B / \mu_n C_{ox} (W/L)}$) ได้ดังรูปที่ 2.23 จากรูปกราฟค่าความนำแตกต่าง (Effective Differential Transconductance) ของมอสทรานซิสเตอร์คู่ขยายความต่างจะมีลักษณะคล้ายกับคู่ขยายความต่างในแบบไบโพลาร์ (Bipolar Differential Pair) และมีค่าสูงสุดเท่ากับค่า Quiescent transconductance

$$\frac{V_{in}}{\sqrt{\frac{2I_B}{\mu_n C_{ox} (W/L)}}} \quad (2.33)$$



รูปที่ 2.23 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออกที่เป็นฟังก์ชันแรงดันผลต่างของอินพุต

จากสมการที่ (2.32) สามารถหาค่าความนำ g_m ได้ดังนี้

$$g_m = \sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L) I_B} \quad (2.34)$$

หรือ

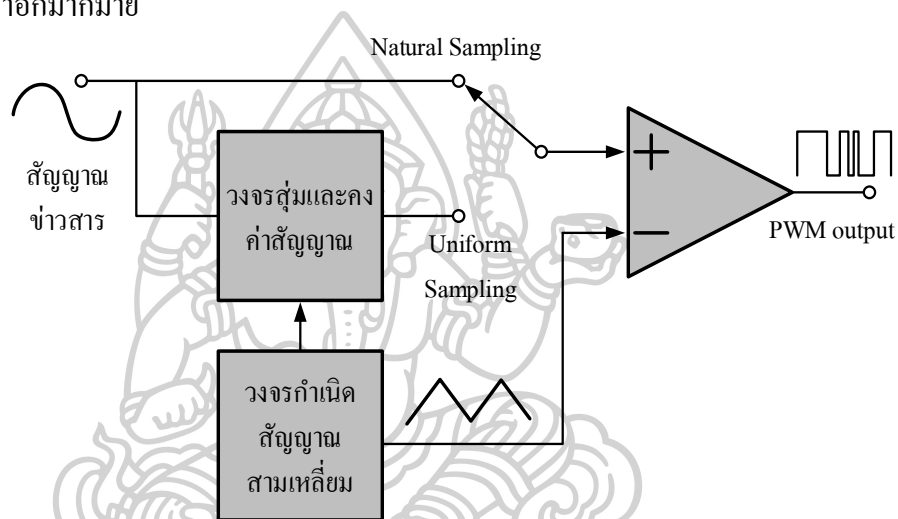
$$g_m = \sqrt{K' (W/L) I_B} \quad (2.35)$$

โดยที่ $K' = \mu_n C_{ox}$ จากสมการที่ (2.35) สามารถหาค่าความนำ g_m ของวงจรถูกที่เกิดขึ้นนั้น สามารถที่จะควบคุมค่าโดยการปรับกระแสไบอัส I_B

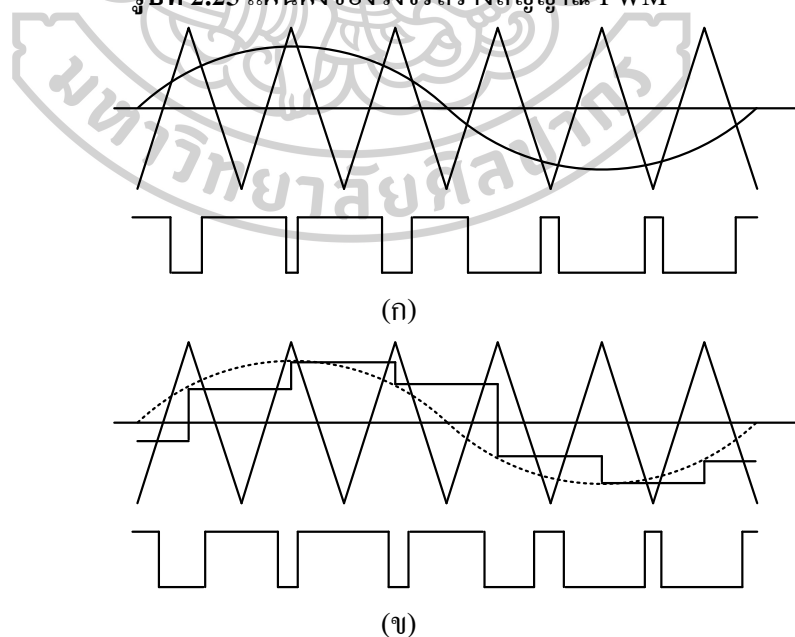
กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออกและแรงดันผลต่างของอินพุตในรูปที่ 2.23 จะพบว่า มอสโอทีเอนั้นมีช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นในช่วงแคบ ๆ เช่นเดียวกับไบโพลาร์โอทีเอ โดยที่มอสโอทีเอแรงดันของสัญญาณขาเข้าจะถูกจำกัดไม่เกิน $\sqrt{2I_B / \mu_n C_{ox} (W/L)}$ ในการปฏิบัติงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น หากสัญญาณขาเข้ามีขนาดสูงกว่าค่าดังกล่าวแล้ว โอทีเอที่เป็นโครงสร้างมอส จะทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว นั่นคือ กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับกระแสไบอัสอินพุต I_B ส่วนทิศทางของกระแสเอาต์พุตขึ้นอยู่กับขั้วความต่างแรงดันอินพุตเช่นเดียวกับชนิดไบโพลาร์

2.5 การมอดูเลชันความกว้างพัลส์เบื้องต้น

การมอดูเลชันแบบความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation : PWM) [16] นั้นมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในหลายแขนง ทั้งในด้านการสื่อสาร เนื่องจากเป็นวิธีหนึ่งในการส่งสัญญาณข่าวสาร โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสื่อสารทางแสง (Optical Communication) ซึ่งใช้สัญญาณ PWM เป็นสัญญาณขับตัวขับแสงหรือใช้ในการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (Digital to Analog Conversion : DAC) รวมทั้ง ในด้านการควบคุมมอเตอร์กระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและวงจรขยายกำลังคลาส D นอกจากนี้ยังใช้กับงานอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องกับทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าอีกมากมาย



รูปที่ 2.25 แผนผังของวงจรสร้างสัญญาณ PWM



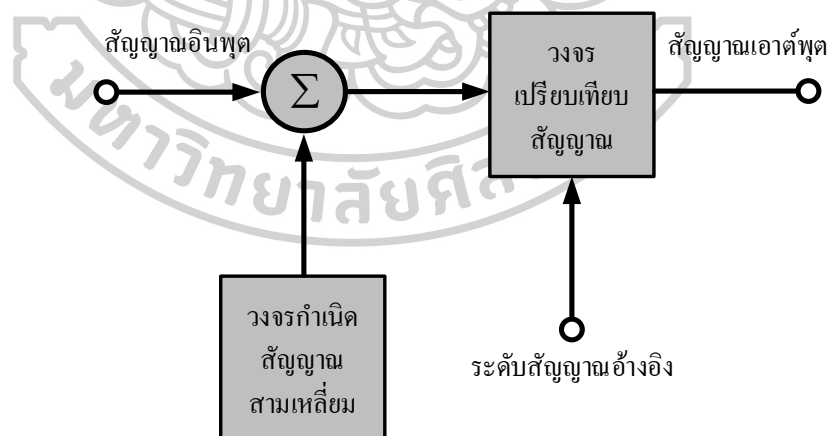
รูปที่ 2.26 (ก) สัญญาณ PWM โดยวิธี Natural sampling

(ข) สัญญาณ PWM โดยวิธี Uniform sampling

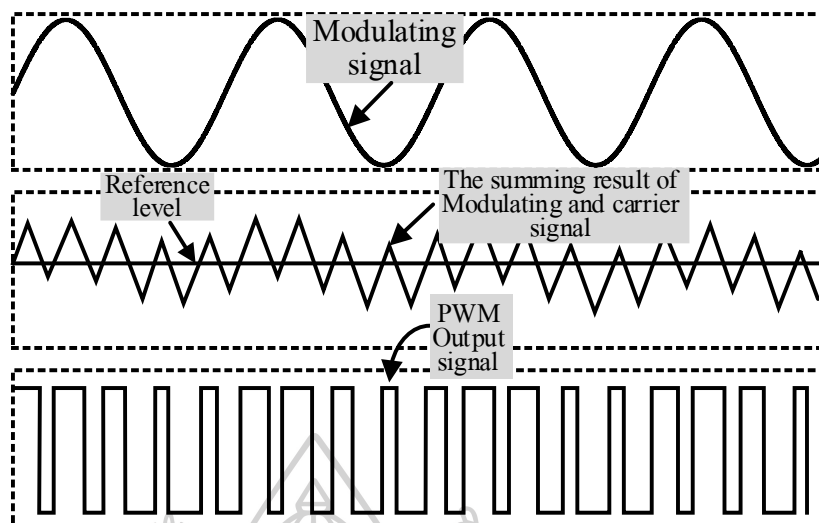
โดยทั่วไปแล้วสำหรับหลักการของวงจรถ้าเนิดสัญญาณ PWM จะมีอยู่ 2 รูปแบบ ได้แก่ สัญญาณ PWM ที่ใช้ Natural sampling (NPWM) และสัญญาณ PWM ที่ใช้ Uniform sampling (UPWM) โดยมีโครงสร้างตามที่ แสดงในรูปที่ 2.25 และรูปแบบของสัญญาณทั้งสองแสดงไว้ในรูปที่ 2.26

จากสัญญาณ PWM ในรูปที่ 2.26 จะเห็นได้ว่าค่าคาบเวลาของ NPWM มีค่าไม่คงที่ โดยขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตที่เข้ามา แต่ในส่วนของ UPWM นั้นคาบเวลาจะมีค่าคงที่ แต่จากสัญญาณทั้งสองแบบสามารถพิจารณาได้ว่า กรณีที่ความถี่ของสัญญาณพาห้คือสัญญาณสามเหลี่ยมที่นำมาเปรียบเทียบนั้น มีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณข่าวสารมาก (มากกว่า 10 เท่า) ก็จะพบว่าสัญญาณ PWM มีค่าคาบเวลาคงที่ได้ ส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้เป็นคลื่นพาห้ นั้นมีอยู่ 2 แบบคือ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบฟันเลื่อยและสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดา สัญญาณ PWM ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมแบบฟันเลื่อยจะเป็นสัญญาณ PWM แบบ Single side ส่วนสัญญาณ PWM ที่เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดาจะเป็นสัญญาณ PWM แบบ Double side

สำหรับในระบบสื่อสารนั้น สัญญาณ PWM ที่นิยมใช้เป็นแบบ Double side PWM เนื่องจากโครงสร้างมีความซับซ้อนน้อยกว่า เพื่อให้สามารถปรับค่าระดับอ้างอิงของสัญญาณ ที่มีผลต่อการควบคุมค่าความกว้างของพัลส์ได้ โครงสร้างของการกำเนิดสัญญาณ PWM จึงมีแผนผังการทำงานดังรูปที่ 2.27 ซึ่งเป็น โครงสร้างที่ใช้ในระบบสื่อสารโดยทั่วไป



รูปที่ 2.27 แผนผังของวงจรถ้าเนิดสัญญาณ PWM โดยทั่วไปสำหรับระบบสื่อสาร



รูปที่ 2.28 ตัวอย่างสัญญาณที่จุดต่างๆของแผนผังการกำเนิดสัญญาณ PWM ในรูปที่ 2.27

จากแผนผังของวงจรมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์โดยทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.27 เมื่อสัญญาณอินพุต ซึ่งเป็นสัญญาณขั้วสาร (Modulating Signal) ของรูปที่ 2.28 มารวมกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกกำเนิดมาจากภาคกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมแล้วสัญญาณที่ได้จากผลรวมจะเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณอินพุต โดยที่ความถี่ยังมีค่าคงเดิมตามสัญญาณเส้นที่สองของรูปที่ 2.28 เมื่อนำสัญญาณนี้ มาผ่านภาคเปรียบเทียบสัญญาณกับระดับอ้างอิง (Reference Level) จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงความกว้างของรูปคลื่นไปตามขนาดของผลรวมสัญญาณ ไซซ์กับสัญญาณสามเหลี่ยมตามสัญญาณเส้นล่างสุดของรูปที่ 2.28

ผลของสัญญาณดังรูปที่ 2.28 เห็นได้ชัดเจนว่า ความถี่ของสัญญาณ PWM เอาต์พุตมีค่าไม่คงที่ ซึ่งจะส่งให้เกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณที่กู้คืน (Recovered Signal) ได้หรือเกิดความยากขึ้นในการควบคุม

สมการของสัญญาณ PWM โดยทั่วไปสามารถแสดงได้จาก

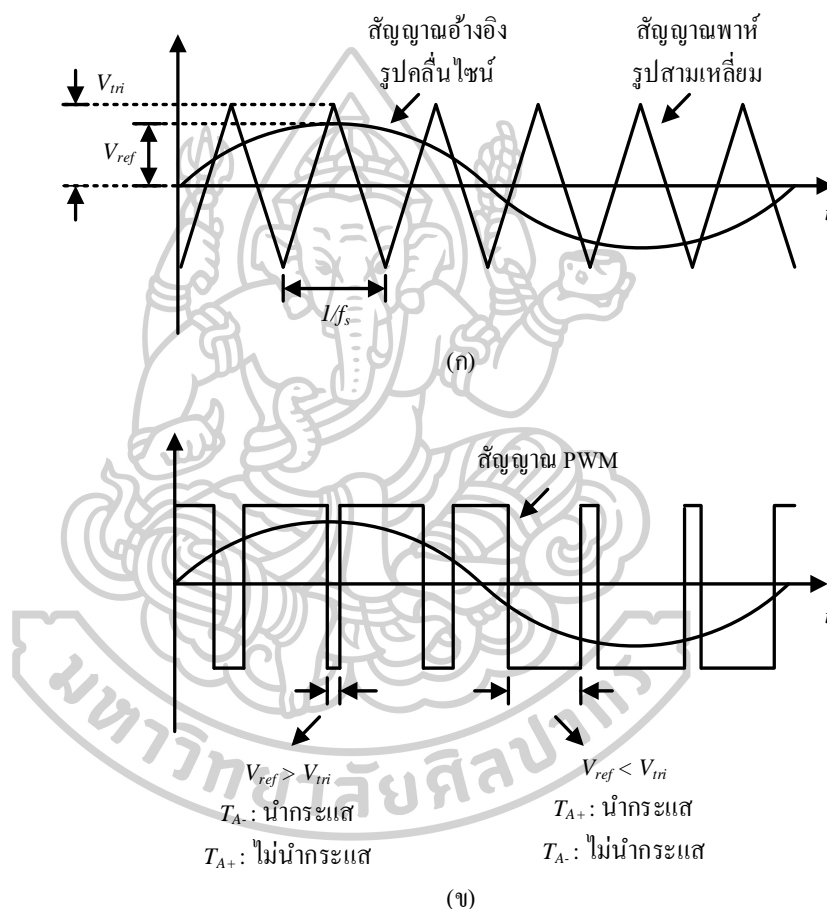
$$V_{PWM}(t) = \frac{Akv_i(t)}{T} + \frac{A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(n\omega_0 t)}{n} - \frac{\sin[n\omega_0(t - kv_i(t))]}{n} \right\} \quad (2.38)$$

- เมื่อ
- A คือ ขนาดของสัญญาณพาร์
 - k คือ ค่าคงที่ของวงจร
 - $v_i(t)$ คือ สัญญาณขั้วสารอินพุต
 - ω_0 คือ ความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ของสัญญาณพาร์ที่มีค่า $2\pi/T$

T คือ คาบเวลาของสัญญาณ

n คือ จำนวนเต็มบวกใด ๆ

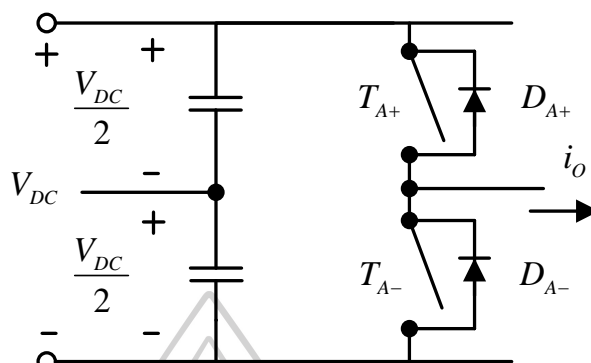
ซึ่งจะพบว่า สัญญาณ PWM นั้น มีส่วนประกอบอยู่สองส่วนใหญ่ ๆ คือ ประกอบด้วย สัญญาณข่าวสารที่ถูกสเกลด้วย Ak/T อยู่ที่ความถี่ต่ำ และอีกส่วน คือ ส่วนประกอบของความถี่สูง ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณพาห้และสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส และมีขนาดลดหลั่นกันไปตามค่าของ n ดังนั้น หากต้องการสัญญาณข่าวสารกลับคืนมา สามารถทำได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.29 (ก) สัญญาณอ้างอิงเปรียบเทียบกับสัญญาณพาห้
(ข) สัญญาณสวิตซ์แบบ PWM

สำหรับงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ใช้สัญญาณ PWM ในการควบคุมมมุนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ในระบบวงจรอินเวอร์เตอร์ [17] หรือที่เรียกว่า การสวิตซ์แบบ PWM เกิดจากการนำสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่น ไซน์ (Sinusoidal Reference Signal) เปรียบเทียบกับสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular Carrier Signal) หรือที่เรียกว่าการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบ

สัญญาณไซน์ (Sinusoidal Pulse Width Modulation : SPWM) แสดงดังรูปที่ 2.29 (ก) โดยความถี่ของการสวิตซ์ f_s เท่ากับความถี่ของสัญญาณพาหุรูปคลื่นสามเหลี่ยม



รูปที่ 2.30 สวิตซ์โหมคอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่หนึ่งกึ่ง

เพื่อความเข้าใจในการทำงานของอินเวอร์เตอร์เบื้องต้นในรูปที่ 2.30 จึงแสดงเพียงกึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์คือ กึ่ง A หรือ เฟส A ที่สมมติให้แรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าคงที่และกำหนดให้การสวิตซ์ที่นำกระแสทำงานเป็นแบบ PWM ดังรูปที่ 2.29 (ข) เมื่อพิจารณา รูปแบบของ SPWM นั้นพบว่าสัญญาณทางด้านเอาต์พุตแปรผันตามอัตราการมอดูเลตด้านขนาด (m_a) และอัตรามอดูเลตด้านความถี่ (m_f) ดังนี้

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (2.39)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f_i} \quad (2.40)$$

V_{ref} คือ แรงดันของสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์

V_{tri} คือ แรงดันของสัญญาณพาหุรูปคลื่นสามเหลี่ยม

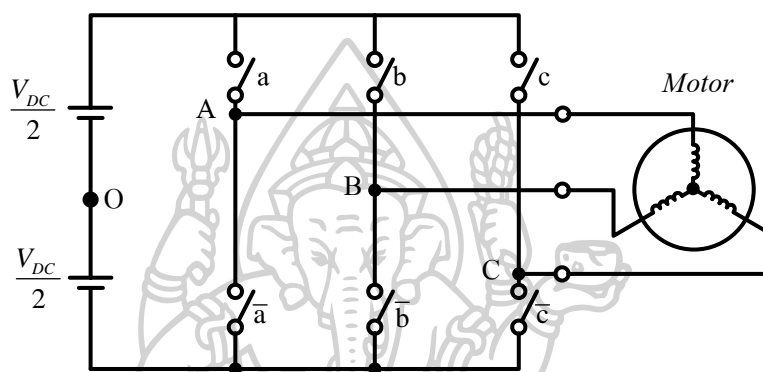
f_i คือ ความถี่หลักมูลของสัญญาณเอาต์พุต

f_s คือ ความถี่ของการสวิตซ์

ถ้าค่าอัตรามอดูเลตทางด้านขนาดอยู่ในช่วง $0 \leq m_a \leq 1$ เป็นช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น หมายถึงองค์ประกอบความถี่หลักมูลของสัญญาณเอาต์พุตแปรผันเชิงเส้นกับค่า m_a แต่ถ้า $m_a > 1$ เป็นช่วงการควบคุมแบบ โอเวอร์มอดูเลต ซึ่งผลของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตนั้นมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกสูงกว่าในช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น สำหรับ SPWM นั้นนิยมเลือกอัตราการมอดูเลตทางด้านความถี่ค่อนข้างสูง เพื่อให้ขนาดฮาร์มอนิกย่อย (Sub-harmonic) ของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีค่าน้อยส่งผลให้สัญญาณมีความใกล้เคียงกับรูปคลื่นไซน์มากที่สุด โดยทั่วไปออกแบบให้ค่า $m_f > 21$ อย่างไรก็ตาม การเลือกอัตราการมอดูเลตที่สูงมากเกินไป ทำให้เกิดการสูญเสียกำลัง

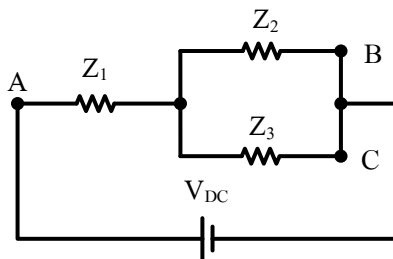
งานไฟฟ้าในการทำงานแบบสวิตช์ของอุปกรณ์สูงขึ้นไปด้วย ดังนั้นจึงมีวิธีการที่ช่วยจัดการปัญหานี้ด้วยการใช้วิธีมอดูเลชันความกว้างพัลส์หลายระดับ เพื่อเป็นการแบ่งระดับการทำงานของอุปกรณ์ ออกเป็นช่วงๆลดการสูญเสียกำลังงานไฟฟ้าและช่วยให้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตนั้นมีค่าใกล้เคียงกับรูปคลื่น ไซน์มากยิ่งขึ้น รวมถึงยังมีส่วนช่วยทำให้ความเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์โดยรวมของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต (Total Harmonic Distortion : THD) มีค่าต่ำลง

2.5.1 หลักการเทคนิคสเปซเวกเตอร์



รูปที่ 2.31 โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส

สเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน [18] เป็นการนำสเปซเวกเตอร์ของแรงดันที่สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากตัวควบคุมมาคำนวณเพื่อหาค่าแรงดันเฉลี่ยที่ต้องการจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (V_{DC}) แล้วนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อทำการมอดูเลชันความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งจะได้สัญญาณไปขับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ทั้ง 6 ตัวเพื่อส่งจ่ายไฟฟ้าให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.30 เป็นรูปแบบของการสวิตช์ของแรงดันเทียบจุดนิวตรอลที่รูปแบบการสวิตช์ V_i จะได้



รูปที่ 2.32 วงจรเทียบเท่าของการสวิตช์ที่ตำแหน่งสเปซเวกเตอร์ V_i

จากรูปที่ 2.32 จะได้อิมพีแดนซ์รวมของวงจรดังสมการที่ (2.41)

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z \quad (2.41)$$

$$Z_t = Z + \frac{1}{2}Z \quad (2.42)$$

$$Z_t = \frac{3}{2}Z \quad (2.43)$$

จากกฎแบ่งแรงดันจะได้แรงดันตกคร่อม

$$Z_1 = V_{An} \quad (2.44)$$

$$V_{An} = \frac{ZV_{DC}}{\frac{3}{2}Z} \quad (2.45)$$

$$V_{An} = \frac{2}{3}V_{DC} \quad (2.46)$$

ดังนั้น

$$V_{Bn} = -\frac{\frac{Z}{2}V_{DC}}{\frac{3}{2}Z} \quad (2.47)$$

$$V_{Bn} = -\frac{V_{DC}}{3} \quad (2.48)$$

เพราะฉะนั้น

$$V_{Bn} = V_{Cn} \quad (2.49)$$

$$V_{Cn} = -\frac{V_{DC}}{3} \quad (2.50)$$

จากการกระทำข้างต้นแล้ว จะได้รูปแบบการสวิตช์และค่าแรงดันที่ขบจุดนิวทรอลของมอเตอร์ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 รูปแบบการสวิตช์และค่าแรงดันเทียบจุดนิวตรอล (n) ของมอเตอร์

Name	A	B	C	V_{An}	V_{Bn}	V_{Cn}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
V_2	1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$
V_3	0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
V_4	0	1	1	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
V_5	0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$
V_6	1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

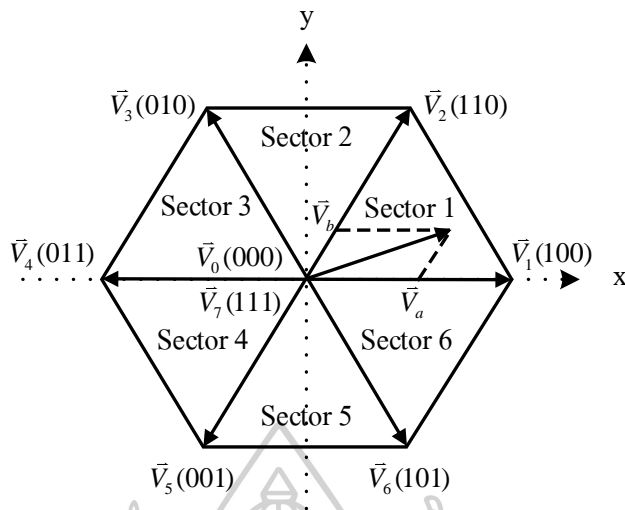
จากตารางที่ 2.1 สามารถคำนวณหาสเปซเวกเตอร์ของแรงดันที่รูปแบบการสวิตช์ต่าง ๆ โดยใช้สมการที่ (2.51) โดยกำหนดให้ a คือ มุมทางไฟฟ้าเท่ากับ $e^{j\theta}$

$$\vec{V} = \frac{2}{3}[v_{An} + av_{Bn} + a^2v_{Cn}] \quad (2.51)$$

ตัวอย่างเช่น ที่รูปแบบการสวิตช์ V_2 จะคำนวณหาสเปซเวกเตอร์ของแรงดันได้ดังนี้

$$\vec{V}_2 = \frac{2}{3}\left[\frac{V_{DC}}{3} + a\frac{V_{DC}}{3} - a^2\frac{V_{DC}}{3}\right] = \frac{2}{3}V_{DC}e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (2.52)$$

จะเห็นว่า สเปซเวกเตอร์ของแรงดันมี 8 สถานะ ซึ่งประกอบไปด้วยเวกเตอร์ที่ทำให้เกิดแอกทีฟเวกเตอร์ (Active Vector) 6 เวกเตอร์และเวกเตอร์ที่ทำให้เกิดแรงดันสเตเตอร์ที่มีค่าเท่ากับศูนย์ (Zero Vector) 2 เวกเตอร์ โดยสเปซเวกเตอร์แรงดันที่รูปแบบการสวิตช์ต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 2.33

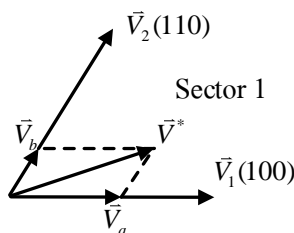


รูปที่ 2.33 สเปซเวกเตอร์ของแรงดัน

2.5.1.1 ขั้นตอนในการหาสเปซเวกเตอร์มอดูเลชัน

เมื่อทราบแรงดัน V_{An} , V_{Bn} และ V_{Cn} ที่ต้องการจากส่วนของการควบคุม ซึ่งจะอยู่ในสเปซเวกเตอร์ของแรงดันอ้างอิง \vec{V}^* แล้วเลือกรูปแบบการใช้ \vec{V}_0 ถึง \vec{V}_7 ภายในคาบของการสวิตช์ (Swiching Time Period) โดยการเลือกเวกเตอร์ที่จะใช้พิจารณาว่า \vec{V}^* ตกอยู่ในเซกเตอร์ใดก็จะเลือกเวกเตอร์ที่ประกอบเป็นเซกเตอร์นั้น และรวมเซกเตอร์ \vec{V}_0, \vec{V}_7 เข้าไปด้วย เช่น ถ้า \vec{V}^* ตกอยู่ในเซกเตอร์ 1 เวกเตอร์ที่ถูกเลือกมาใช้ก็จะเป็ $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0$ และ \vec{V}_7 เป็นต้น

เมื่อได้เวกเตอร์ที่ต้องการแล้วจะต้องคำนวณหาคาบเวลาของการสวิตช์ที่เวกเตอร์นั้น จะใช้เวลาเท่าใด แต่เวลารวมทั้งหมดในการสวิตช์จะเท่ากับคาบเวลาของการสวิตช์ เช่น ถ้า \vec{V}^* ตกอยู่ในเซกเตอร์ 1 ดังแสดงในรูปที่ 2.34 จะสามารถคำนวณเวลาได้ดังสมการ (2.53) เมื่อได้เวลาในการสวิตช์แล้ว ก็จะคำนวณหาแรงดันอ้างอิง นำแรงดันอ้างอิงที่คำนวณได้ไปเปรียบกับสัญญาณสามเฟสเพื่อทำการมอดูเลชันแบบกว้างพัลส์ ก็จะได้สัญญาณการสวิตช์ไปควบคุมอินเวอร์เตอร์เพื่อขับมอเตอร์ต่อไป



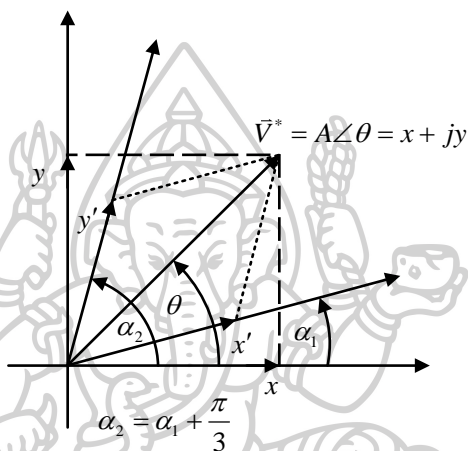
รูปที่ 2.34 สเปซเวกเตอร์ของแรงดันอ้างอิงเมื่อตกในเซกเตอร์ 1

$$t_a = \frac{|\vec{V}_a|}{|\vec{V}_1|} \times T_s, t_b = \frac{|\vec{V}_b|}{|\vec{V}_1|} \times T_s \quad (2.53)$$

โดยที่ $\vec{V}^* = \vec{V}_a + \vec{V}_b; t_a, t_b \leq T_s$ และ $t_0 + t_7 = T_s - t_a - t_b \geq 0$

2.5.1.2 การคำนวณหาค่าเวลาในการสวิตช์ (t_a, t_b)

กำหนดให้ $\vec{V}^* = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = x + jy$ โดยที่ $x = A \cos \theta, y = A \sin \theta$ ดังแสดงในรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 สเปซเวกเตอร์ที่ใช้คำนวณเวลาที่เซกเตอร์ใด ๆ

จากรูปที่ 2.35 จะได้ว่า

$$x = x' \cos \alpha_1 + y' \cos \alpha_2 \quad (2.54)$$

$$y = x' \sin \alpha_1 + y' \cos \alpha_2 \quad (2.55)$$

จากสมการที่ (2.54) และ (2.55) นำมาเขียนสมการเมตริกซ์ จะได้

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & \cos \alpha_2 \\ \sin \alpha_1 & \sin \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.56) แก้สมการด้วยวิธีเมตริกซ์ผกผัน จะได้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sin \alpha_2 \cos \alpha_1 - \sin \alpha_1 \cos \alpha_2} \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & \sin \alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.57)$$

เมื่อ $\alpha_2 - \alpha_1 = \pi/3$ จะได้

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

แทนค่า $x = A \cos \theta, y = A \sin \theta$ จะได้

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 & -\cos \alpha_2 \\ -\sin \alpha_1 & \cos \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \cos \theta \\ A \sin \theta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} &= \frac{2A}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 \cos \theta - \cos \alpha_2 \sin \theta \\ -\sin \alpha_1 \cos \theta + \cos \alpha_1 \sin \theta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} &= \frac{2A}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin \alpha_2 \cos \theta - \cos \alpha_2 \sin \theta \\ \cos \alpha_1 \sin \theta - \sin \alpha_1 \cos \theta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} &= \frac{2A}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_2 - \theta) \\ \sin(\theta - \alpha_1) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} &= \frac{2A}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \theta) \\ \sin(\theta - \alpha_1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.59)$$

นำสมการหารด้วยเวลาในการสวิตช์ทั้งหมด

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{t_a}{T_s} \\ \frac{t_b}{T_s} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{x'}{2V_{DC}/3} \\ \frac{y'}{2V_{DC}/3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \theta) \\ \sin(\theta - \alpha_1) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \frac{t_a}{T_s} \\ \frac{t_b}{T_s} \end{bmatrix} &= \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin(\alpha_1 + \frac{\pi}{3} - \theta) \\ \sin(\theta - \alpha_1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.60)$$

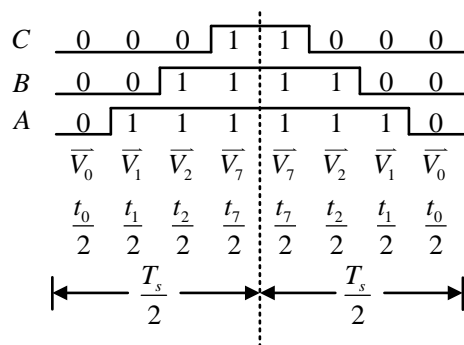
เมื่อ \vec{V}^* ตกอยู่ในเซกเตอร์ 1 จะได้ $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = \frac{\pi}{3}$ และ $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ ดังนั้น จึงต้องเลือกใช้สเปซเวกเตอร์ของแรงดันนี้ คือ $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0$ และ \vec{V}_7 จากนั้น ใช้สมการ (2.60) เพื่อคำนวณหาเวลาในการสวิตช์จะได้ดังสมการ (2.61)

$$\begin{bmatrix} \frac{t_a}{T_s} \\ \frac{t_b}{T_s} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

โดยที่ $t_1 = t_a; t_2 = t_b, T_s = t_1 + t_2 + t_0 + t_7$ และ $t_0 = t_7$

2.5.1.3 การคำนวณแรงดันอ้างอิง v_{A0}, v_{B0} และ v_{C0}

จากหัวข้อ 2.5.1.2 สามารถเขียนรูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ 1 ได้ดังรูปที่ 2.36 เพื่อใช้ในการคำนวณค่าแรงดันอ้างอิง เมื่อ \vec{V}^* ตกอยู่ในเซกเตอร์ 1



รูปที่ 2.36 รูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ 1

จากรูปสามารถคำนวณหาแรงดันอ้างอิงได้ดังนี้

$$v_{A0} = \frac{(t_1 + t_2 + t_7) \frac{V_{DC}}{2} + t_0 \left(-\frac{V_{DC}}{2}\right)}{T_s} = \frac{t_1 + t_2}{T_s} \times \frac{V_{DC}}{2}; t_0 = t_7 \quad (2.62)$$

จากสมการที่ (2.62) โดยที่ $t_1 = t_a; t_2 = t_b$ จะได้

$$\frac{t_1}{T_s} + \frac{t_2}{T_s} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) + \sin\theta \right)$$

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \left(\sin\frac{\pi}{3} \cos\theta + \cos\frac{\pi}{3} \sin\theta + \sin\theta \right)$$

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta + \frac{\sin\theta}{2} \right)$$

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \frac{V_{DC}}{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.63)$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$v_{B0} = \frac{(t_2 + t_7) \frac{V_{DC}}{2} + (t_0 + t_1) \left(-\frac{V_{DC}}{2}\right)}{T_s} = \frac{t_2 - t_1}{T_s} \times \frac{V_{DC}}{2}; t_0 = t_7$$

$$v_{B0} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \times \frac{V_{DC}}{2} \left[\sin\theta - \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \right]$$

$$\begin{aligned}
v_{B0} &= \frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\sin \theta - \sin \frac{\pi}{3} \cos \theta + \cos \frac{\pi}{3} \sin \theta \right] \\
v_{B0} &= \frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right] \\
v_{B0} &= \frac{\sqrt{3}A}{2} \left[-\frac{1}{2} \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta \right] \\
v_{B0} &= \frac{3A}{2} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right)
\end{aligned} \tag{2.64}$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$\begin{aligned}
v_{C0} &= \frac{t_7 \frac{V_{DC}}{2} + (t_0 + t_1 + t_2) \left(-\frac{V_{DC}}{2}\right)}{T_s} = \frac{t_1 + t_2}{T_s} \times \frac{V_{DC}}{2}; t_0 = t_7 \\
v_{C0} &= \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \times \left(-\frac{V_{DC}}{2}\right) \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) + \sin \theta \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) + \sin \theta \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\sin \frac{\pi}{3} \cos \theta - \cos \frac{\pi}{3} \sin \theta + \sin \theta \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \theta + \sin \theta \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\cos \theta \cos \frac{\pi}{6} + \sin \theta \sin \frac{\pi}{6} \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) = -v_{A0}
\end{aligned} \tag{2.65}$$

จะเห็นว่า ตอนนี้ได้ v_{A0} , v_{B0} และ v_{C0} มาแล้วซึ่งสามารถนำไปเปรียบเทียบกับ สัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อทำการมอดูเลชันความกว้างพัลส์ ซึ่งจะทำได้สัญญาณไปขับนำสวิตช์ อินเวอร์เตอร์ แต่จากสมการที่ (2.63), (2.64) และ (2.65) เป็นสมการที่ใช้ในเซกเตอร์ 1 เท่านั้น ดังนั้นต้องหาสมการสำหรับใช้คำนวณหาแรงดันอ้างอิงของเซกเตอร์อื่นๆ ด้วย โดยที่วิธีการหาข้างต้นนี้ก่อนข้างยุ่งยากมาก และต้องใช้เวลาในการคำนวณมาก จึงมีวิธี ที่ง่ายและเร็วกว่าดังนี้

$$\vec{V}^* = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \cos \theta \\ A \sin \theta \end{bmatrix} = A e^{i\theta} \tag{2.66}$$

$$v_{An} = A \cos \theta \quad (2.67)$$

$$v_{Bn} = A \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.68)$$

$$v_{Cn} = A \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.69)$$

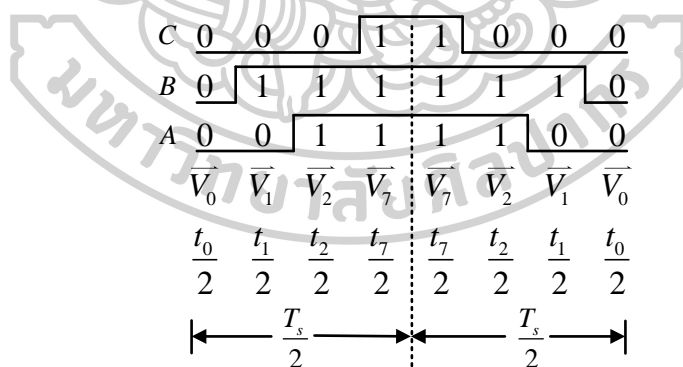
เมื่อพิจารณาแรงดันลำดับศูนย์ (Zero Sequence Voltage) ของเซกเตอร์ที่ 1 จะได้ว่า

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}) = \frac{A}{2} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{2} \right) = \frac{1}{2} v_{Bn} \quad (2.70)$$

จากสมการ (2.67) – (2.69) จะเห็นว่า v_{B0} เป็นแรงดันค่ากลาง ดังนั้น v_{Bn} เป็นแรงดันค่ากลาง เมื่อเทียบกับ v_{An} และ v_{Cn} ด้วย พิจารณาเมื่อ \vec{V}^* ตกอยู่ในเซกเตอร์ 2 จะได้ว่า $\alpha_1 = \frac{\pi}{3}, \alpha_2 = \frac{2\pi}{3}$ และ $\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$ ดังนั้นจึงใช้สเปซเวกเตอร์ของแรงดันนี้คือ $\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_0$ และ \vec{V}_7 เพื่อคำนวณหาเวลาในการสวิตช์จะได้

$$\begin{bmatrix} \frac{t_a}{T_s} \\ \frac{t_b}{T_s} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

โดยที่ $t_1 = t_a; t_3 = t_b, T_s = t_2 + t_3 + t_0 + t_7$ และ $t_0 = t_7$ เขียนรูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ 2 ได้ดังรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 รูปแบบการสวิตช์ของเซกเตอร์ 2

คำนวณหา v_{A0}, v_{B0} และ v_{C0} โดยใช้หลักการเช่นเดียวกับการคำนวณหาของเซกเตอร์ 1 ได้สมการ ดังนี้

$$v_{A0} = \frac{(t_0 + t_3) \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) + (t_2 + t_7) \left(\frac{V_{DC}}{2} \right)}{T_s} = \frac{t_2 - t_3}{T_s} \times \frac{V_{DC}}{2}; t_0 = t_7$$

$$\begin{aligned}
v_{A0} &= \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \times \frac{V_{DC}}{2} \left[\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \right] \\
v_{A0} &= \frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\left(\sin\frac{2\pi}{3} \cos\theta - \cos\frac{2\pi}{3} \sin\theta \right) - \left(\sin\theta \cos\frac{\pi}{3} - \cos\theta \sin\frac{\pi}{3} \right) \right] \\
v_{A0} &= \frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta - \frac{1}{2} \sin\theta \right) - \left(\frac{1}{2} \sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta \right) \right] \\
v_{A0} &= \frac{3A}{2} \left[\frac{1}{2} \cos\theta + \frac{1}{2} \cos\theta \right] \\
v_{A0} &= \frac{3A}{2} \cos\theta
\end{aligned} \tag{2.72}$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$\begin{aligned}
v_{B0} &= \frac{t_0 \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) + (t_3 + t_2 + t_7) \left(\frac{V_{DC}}{2} \right)}{T_s} = \frac{t_2 + t_3}{T_s} \times \frac{V_{DC}}{2}; t_0 = t_7 \\
v_{B0} &= \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \times \frac{V_{DC}}{2} \left[\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) + \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \right] \\
v_{B0} &= \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \left[\left(\sin\frac{2\pi}{3} \cos\theta - \cos\frac{2\pi}{3} \sin\theta \right) + \left(\sin\theta \cos\frac{\pi}{3} - \cos\theta \sin\frac{\pi}{3} \right) \right] \\
v_{B0} &= \frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta + \frac{1}{2} \sin\theta \right) + \left(\frac{1}{2} \sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta \right) \right] \\
v_{B0} &= \frac{3A}{2} \left[\frac{1}{2} \sin\theta + \frac{1}{2} \sin\theta \right] \\
v_{B0} &= \frac{\sqrt{3}A}{2} \sin\theta
\end{aligned} \tag{2.73}$$

ในทำนองเดียวกันนั้นจะได้

$$\begin{aligned}
v_{C0} &= \frac{(t_0 + t_3 + t_2) \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) + (t_7) \left(\frac{V_{DC}}{2} \right)}{T_s} = \frac{t_3 + t_2}{T_s} \times \frac{V_{DC}}{2}; t_0 = t_7 \\
v_{C0} &= \frac{\sqrt{3}A}{V_{DC}} \times \left(-\frac{V_{DC}}{2} \right) \left[\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right) \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\left(\sin\theta \cos\frac{\pi}{3} - \cos\theta \sin\frac{\pi}{3} \right) + \left(\sin\frac{2\pi}{3} \cos\theta - \cos\frac{2\pi}{3} \sin\theta \right) \right] \\
v_{C0} &= -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\left(\frac{1}{2} \sin\theta - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta \right) + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta - \frac{1}{2} \sin\theta \right) \right]
\end{aligned}$$

$$v_{c0} = -\frac{\sqrt{3}A}{2} \left[\frac{1}{2} \sin \theta + \frac{1}{2} \sin \theta \right]$$

$$v_{c0} = -\frac{\sqrt{3}A}{2} \sin \theta = -v_{B0} \quad (2.74)$$

เมื่อพิจารณาแรงดันลำดับศูนย์ (Zero Sequence Voltage) ของเซกเตอร์ที่ 2 จะได้ว่า

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}) = \frac{A}{2} \cos \theta = \frac{1}{2} v_{An} \quad (2.75)$$

ในเซกเตอร์ 2 จะเห็นว่า v_{A0} เป็นแรงดันค่ากลางดังนั้น v_{An} เป็นแรงดันค่ากลาง เมื่อเทียบกับ v_{Bn} และ v_{Cn} สำหรับเซกเตอร์ที่เหลือใช้หลักการเดียวกัน ในเซกเตอร์ที่ 3 จะได้

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{2} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.76)$$

$$v_{B0} = -\frac{\sqrt{3}A}{2} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) = -v_{A0} \quad (2.77)$$

$$v_{C0} = \frac{A}{2} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{1}{2} v_{Cn} \quad (2.78)$$

$$v_{n0} = \frac{A}{2} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) = \frac{1}{2} v_{Cn} \quad (2.79)$$

ในเซกเตอร์ที่ 4 จะได้

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{2} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.80)$$

$$v_{B0} = \frac{3A}{2} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.81)$$

$$v_{C0} = -\frac{\sqrt{3}A}{2} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) = -v_{A0} \quad (2.82)$$

$$v_{n0} = \frac{A}{2} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{1}{2} v_{Bn} \quad (2.83)$$

ในเซกเตอร์ที่ 5 จะได้

$$v_{A0} = \frac{3A}{2} \cos \theta \quad (2.84)$$

$$v_{B0} = \frac{\sqrt{3}A}{2} \sin \theta \quad (2.85)$$

$$v_{C0} = -\frac{\sqrt{3}A}{2} \sin \theta = -v_{B0} \quad (2.86)$$

$$v_{n0} = \frac{A}{2} \cos \theta = \frac{1}{2} v_{An} \quad (2.87)$$

ในเซกเตอร์ที่ 6 จะได้

$$v_{A0} = \frac{\sqrt{3}A}{2} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.88)$$

$$v_{B0} = -\frac{\sqrt{3}A}{2} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) = -v_{A0} \quad (2.89)$$

$$v_{C0} = \frac{3A}{2} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.90)$$

$$v_{n0} = \frac{A}{2} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{1}{2}v_{Cn} \quad (2.91)$$

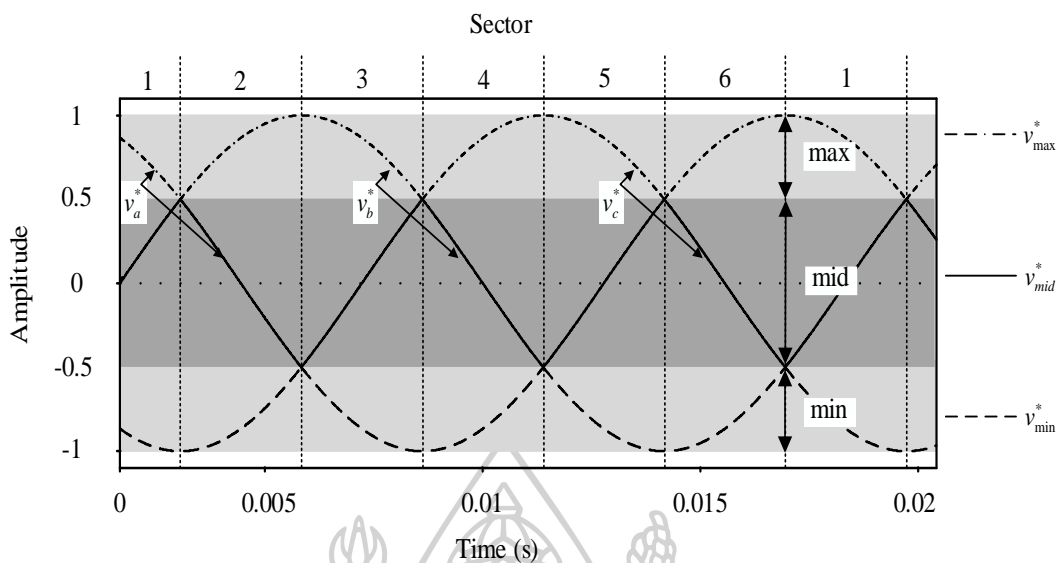
ดังนั้น แรงดันลำดับศูนย์มีค่าเท่ากับ

$$v_{n0} = \frac{1}{2} \text{mid}(v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn}) \quad (2.92)$$

สามารถแรงดันลำดับศูนย์ได้ดังตารางที่ 2.2

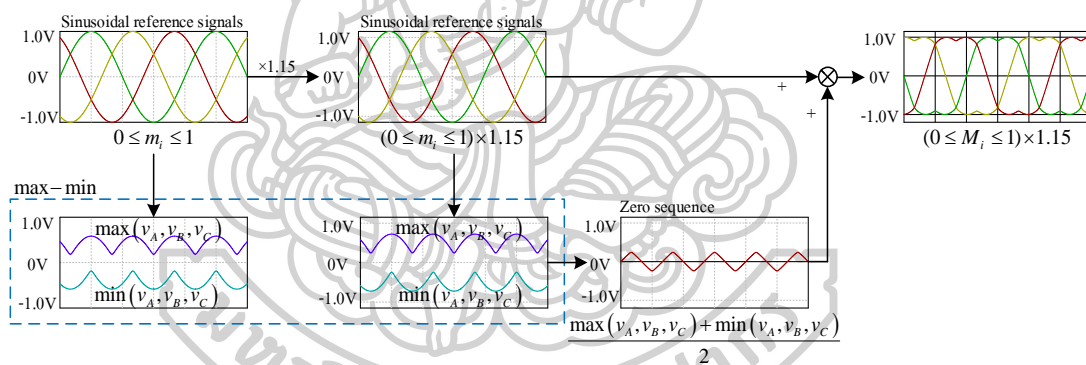
ตารางที่ 2.2 แรงดันลำดับศูนย์ในแต่ละช่วงเวลา

	Sector					
	1	2	3	4	5	6
$T_1 \frac{2}{T_s}$	v_{ab}^*	v_{ac}^*	v_{bc}^*	v_{ba}^*	v_{ca}^*	v_{ac}^*
$T_2 \frac{2}{T_s}$	v_{bc}^*	v_{ba}^*	v_{ca}^*	v_{cb}^*	v_{ab}^*	v_{ac}^*
v_{\min}^*	v_c^*	v_c^*	v_a^*	v_a^*	v_b^*	v_b^*
v_{mid}^*	v_b^*	v_a^*	v_c^*	v_b^*	v_a^*	v_c^*
v_{\max}^*	v_a^*	v_b^*	v_b^*	v_c^*	v_c^*	v_a^*



รูปที่ 2.38 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันลำดับศูนย์แต่ละช่วงเวลาที่สรุปจากตารางที่ 2.2

2.5.1.4 สเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก



รูปที่ 2.39 แผนผังการสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลตเชิงเวกเตอร์

ตามที่หัวข้อ 2.5.1.3 รูปคลื่นสเปซเวกเตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ด้วยการหาแรงดันค่ากลาง สัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์สามารถสร้างได้จากรูปที่ 2.40 [19] ซึ่งได้แสดงแผนผังการสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลตเชิงเวกเตอร์ (Duty-Cycle Space Vector modulation SVM signals) โดยอาศัยหลักการเลือกแรงดันลำดับศูนย์ จะเห็นได้ว่าสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันเทคนิคสเปซเวกเตอร์จะถูกสร้างจากการบวกเพิ่มของสัญญาณแรงดันลำดับศูนย์ (Zero Sequence Signal) เข้ากับสัญญาณไซน์อ้างอิง (Sinusoidal Reference Signals) โดยสัญญาณแรงดันลำดับศูนย์จะสร้างได้จากผลรวมของสัญญาณฟังก์ชันสูงสุด (Max) ของสัญญาณไซน์กับสัญญาณฟังก์ชันต่ำสุด (Min) ของสัญญาณไซน์ โดยใช้หลักการคำนวณจากสมการที่ (2.92) สามารถเขียนสมการ (2.93)–(2.95) ใหม่ได้

$$v_{SV_A} = v_{An} + \frac{mid(v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn})}{2} \tag{2.93}$$

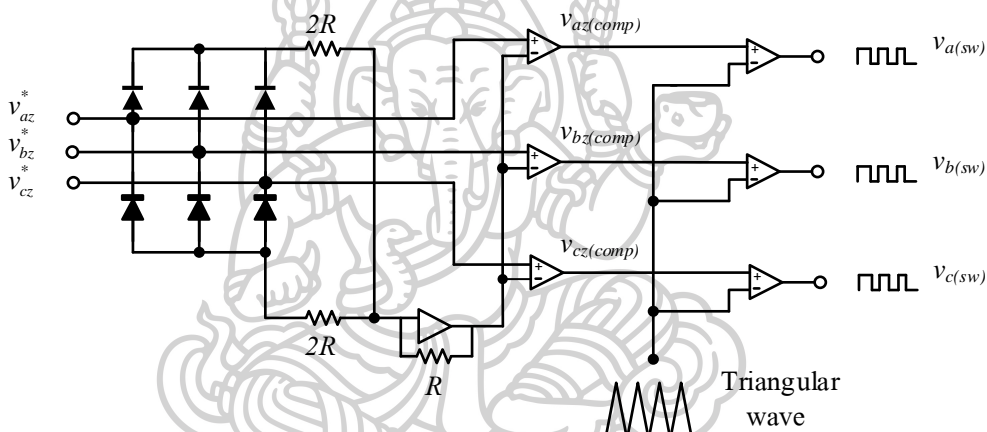
$$v_{SV_B} = v_{Bn} + \frac{mid(v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn})}{2} \tag{2.94}$$

$$v_{SV_C} = v_{Cn} + \frac{mid(v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn})}{2} \tag{2.95}$$

โดยที่

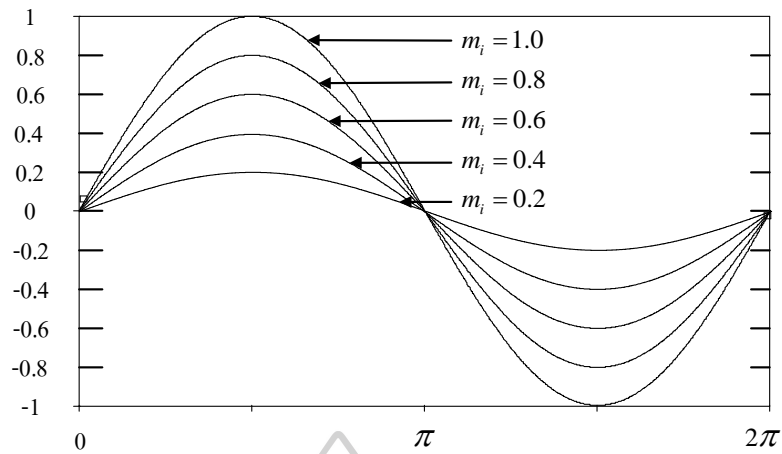
$$v_{n0} = \frac{mid(v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn})}{2} = \frac{\max(v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn}) + \min(v_{An}, v_{Bn}, v_{Cn})}{2} \tag{2.96}$$

จากที่กล่าวข้างต้น สามารถสร้างวงจรอย่างง่ายดังรูปที่ 2.40 โดยที่วงจรประกอบไปด้วย ไดโอด ตัวต้านทาน และออปแอมป์

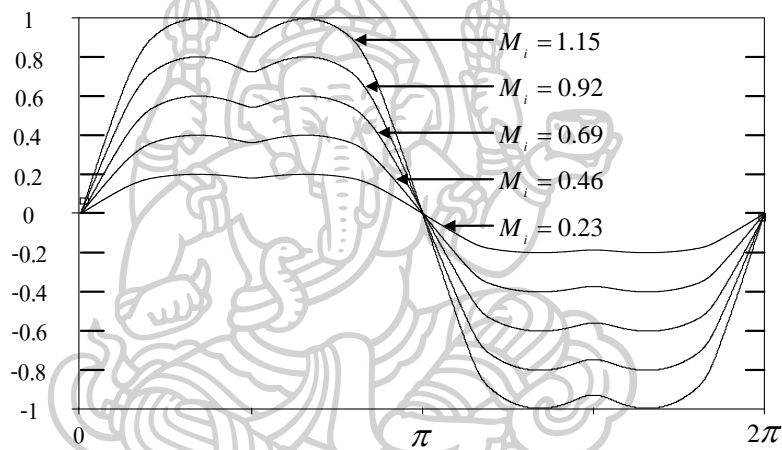


รูปที่ 2.40 วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันเทคนิคสเปซเวกเตอร์

ซึ่งสัญญาณ ไซน์อ้างอิงจะถูกขยายดัชนีการมอดูเลตสูงสุดที่อยู่ในย่านการมอดูเลตแบบเชิงเส้นไป $2/\sqrt{3}$ เท่าหรือประมาณ 1.15 เท่าทำให้ช่วงของดัชนีการมอดูเลตที่อยู่ในย่านการมอดูเลตแบบเชิงเส้นจะถูกขยายจาก $0 \leq m_i \leq 1$ ไปเป็น $(0 \leq m_i \leq 1) \times 1.15$ ดังนั้นสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลตแบบสเปซเวกเตอร์จะมีช่วงของดัชนีการมอดูเลตที่อยู่ในย่านการมอดูเลตแบบเชิงเส้น คือ $0 \leq M_i \leq 1.15$ จากหลักการสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันเทคนิคสเปซเวกเตอร์ดังกล่าวจะเห็นได้ว่าดัชนีการมอดูเลตของวิธีการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์จะมีค่ามากกว่าดัชนีการมอดูเลตของวิธีการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบ ไซน์ 1.15 เท่าหรือ 1.15% โดยที่สัญญาณอ้างอิงการมอดูเลตของทั้ง 2 วิธีมีขนาดเท่ากันแสดงดังรูปที่ 2.41 และในรูปที่ 2.42 แสดง รูปคลื่นสัญญาณสเปซเวกเตอร์ v_{SV_A} รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงไซน์ v_{An} และสัญญาณแรงดันลำดับศูนย์ v_{n0}

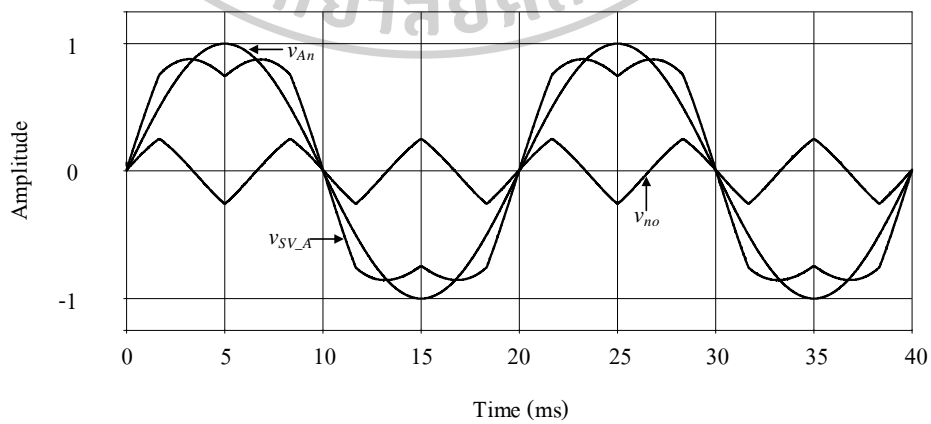


(ก)



(ข)

รูปที่ 2.41 (ก) คลื่นสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันเทคนิคไซน์ และ (ข) คลื่นสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันเทคนิคสเปซเวกเตอร์

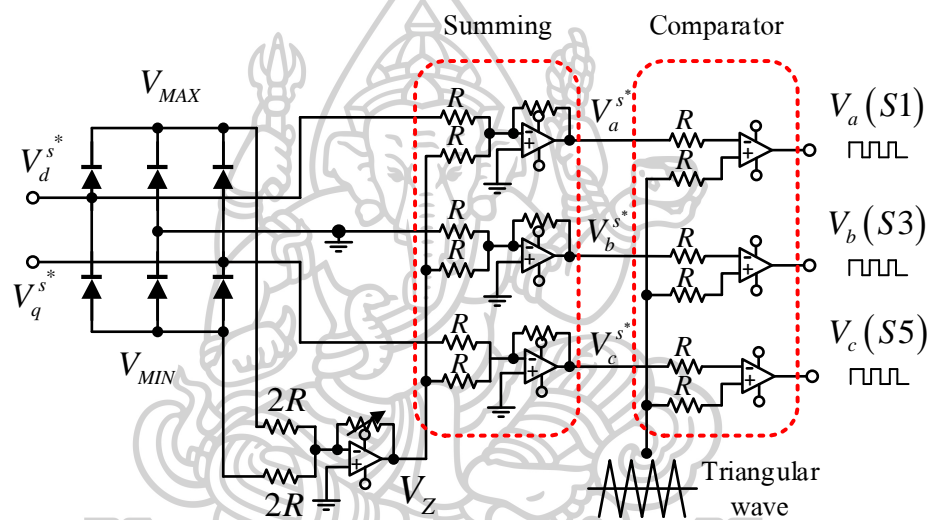


รูปที่ 2.42 แสดงรูปคลื่นสัญญาณสเปซเวกเตอร์ v_{SV_A} รูปคลื่นสัญญาณอ้างอิงไซน์ v_{An} และสัญญาณแรงดันลำดับศูนย์ v_{no}

2.6 ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องและกำหนดขอบเขตของงานวิจัย

2.6.1 หลักการสเปซเวกเตอร์พัลส์วิดิมอดูเลชันแบบแรงดันเฟสไม่สมดุลสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 2 เฟสแบบแอนะล็อก

ในบทความที่ [5] ได้นำเสนอการสร้างวงจรมอดูเลชันเทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก โดยใช้อุปกรณ์ออปแอมป์ทั้งหมด 7 ตัว และตัวต้านทาน 18 ตัว ซึ่งวงจรรูปที่ 2.43 สามารถให้สัญญาณควบคุมแบบสเปซเวกเตอร์ออกมา 3 เฟส ที่โหนด V_a^{s*} , V_b^{s*} , V_c^{s*} จากนั้น นำสัญญาณควบคุมเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม เพื่อสร้างเป็นสัญญาณ PWM ทั้ง 3 เฟส ออกมาทางโหนด $V_a(S1)$, $V_b(S3)$, $V_c(S5)$



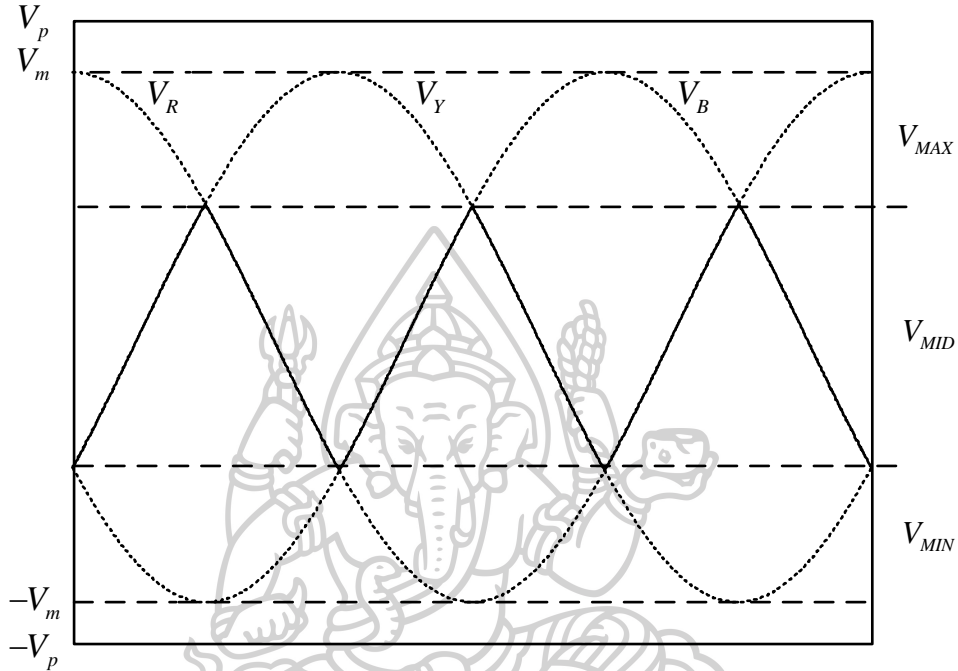
รูปที่ 2.43 วงจรมอดูเลชันเทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก

จากการศึกษาการออกแบบและผลการทดลองในบทความข้างต้น พบว่า วงจรดังภาพที่ 2.43 มีโครงสร้างอย่างง่ายและไม่ซับซ้อน เนื่องจาก ออกแบบด้วยอุปกรณ์ออปแอมป์ ต่อร่วมกับตัวต้านทาน อย่างไรก็ตาม วงจรดังกล่าวยังคงใช้อุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟมากเกินไป ส่งผลต่ออัตราการใช้พลังงาน รวมถึง ไม่สามารถควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์ หากต้องการปรับค่าอัตราขยายในส่วนของวงจรรขยาย จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร

2.6.2 การสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์จากการตัดแปลงจากสัญญาณไซน์อ้างอิงด้วยวิธีแอนะล็อกอย่างง่ายและวิธีดิจิทัล

จากบทความ [20] ได้นำเสนอแนวทางการสร้างเทคนิคการสร้างสัญญาณ SVPWM แบบแอนะล็อก โดยการพัฒนารวมอดูเลชันแบบ CSVPWM ให้เป็นแบบ SVPWM ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถตัดแปลงการใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติและการระบุเซกเตอร์ ให้เป็นวิธีที่ง่ายและ

ไม่ซับซ้อน โดยใช้หลักการการแบ่งของเวกเตอร์ศูนย์โดยให้สัญญาณอ้างอิง 3 เฟสที่สูงสุด (V_R, V_Y, V_B) จากรูปที่ 2.44 คือ V_{MAX} และ V_{MIN} และค่ากลางคือ V_{MID} ซึ่งออฟเซตของโวลต์เตจ (V_{OFF}) ต้องเพิ่มเข้าไปในการมอดูเลชันสัญญาณสามเฟสแสดงดังสมการ (2.97)



รูปที่ 2.44 คลื่นมอดูเลชัน 3 เฟส

$$(V_{MAX}^*, V_{MID}^*, V_{MIN}^*) = (V_{MAX}, V_{MID}, V_{MIN}) + (V_{OFF}, V_{OFF}, V_{OFF}) \quad (2.97)$$

และมีเงื่อนไขดังนี้

$$V_{MAX}^* \leq V_p, V_{MIN}^* \geq (-V_p) \quad (2.98)$$

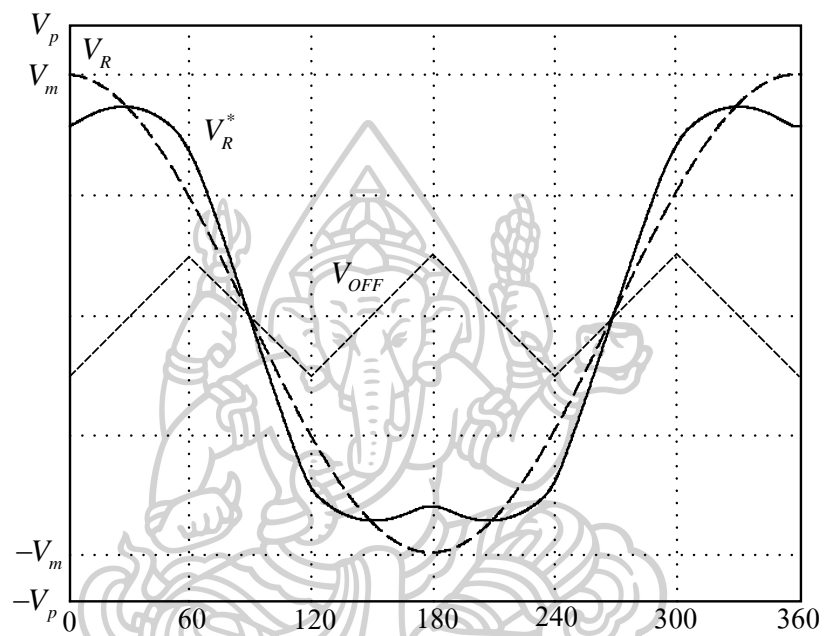
เมื่อใช้แรงดันอ้างอิงที่ถูกแปลง ($V_{MAX}^*, V_{MID}^*, V_{MIN}^*$) กำหนดช่วงเวลาการสวิตช์ซึ่งแทน ($V_{MAX}, V_{MID}, V_{MIN}$) ดังนั้นช่วงแอกทีฟเวกเตอร์จะไม่เปลี่ยนแปลง เมื่อ $V_{MAX}^* - V_{MID}^* = V_{MAX} - V_{MID}$ และ $V_{MIN}^* - V_{MID}^* = V_{MIN} - V_{MID}$ แต่อย่างไรก็ตาม T_0 และ T_7 จะเปลี่ยนแปลงตามสมการ (2.99) เงื่อนไขดังสมการที่ (2.98)

$$T_0 = T_s (V_p - V_{MAX}^*) / (2V_p), T_7 = T_s (V_{MIN}^* + V_p) / (2V_p) \quad (2.99)$$

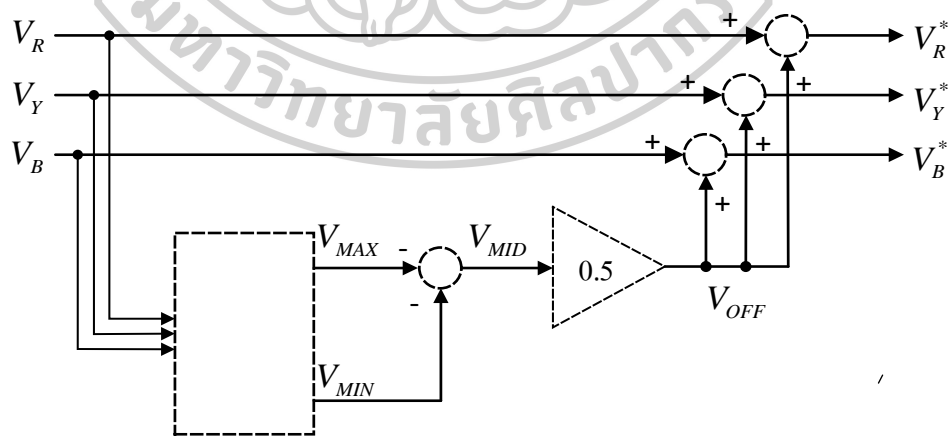
$$(V_p - V_{MAX}^*) = (V_{MIN}^* - (-V_p))$$

$$\therefore V_{OFF} = -0.5(V_{MAX} + V_{MIN}) = 0.5V_{MID} \quad (2.100)$$

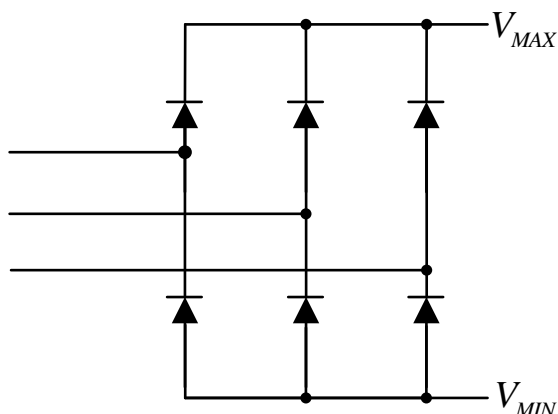
การเปลี่ยนของแรงดันออฟเซตในหนึ่งลูกคลื่นแสดงดังรูปที่ 2.45 V_{OFF} ที่เกิดขึ้น มีแนวโน้มจะเหมือนรูปคลื่นสัญญาณ 3 เหลี่ยมที่มีขนาด $0.25V_m$ และมีความถี่ $3f_1$ แสดงดังรูปที่ 2.45 คลื่นสัญญาณคอมมอนโหมด (V_{OFF}) มีเพียงฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 การเพิ่มแรงดันออฟเซตนี้ ในสัญญาณเฟส R แสดงดังรูปที่ 2.45 สัญญาณสามเฟสที่ถูกตัดแปลง เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมทำให้เกิดสัญญาณ PWM



รูปที่ 2.45 ลักษณะ SVPWM ที่แปลงมาจาก SPWM



รูปที่ 2.46 แผนผังการสร้าง SVPWM

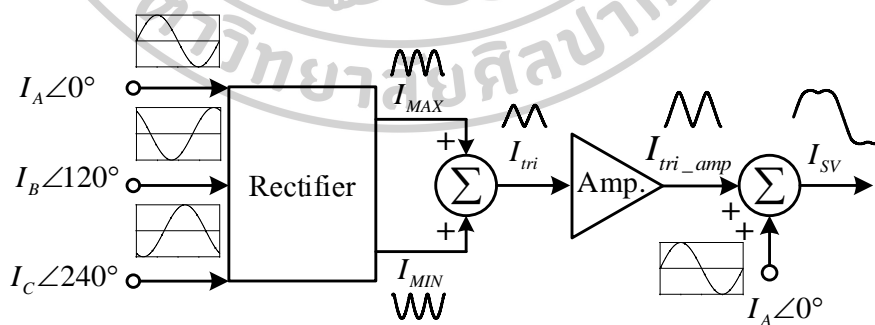


รูปที่ 2.47 การต่อไดโอดสำหรับเรียงกระแส V_{MAX} และ V_{MIN}

จากหลักการการทำ SVPWM ในรูปแบบแอนะล็อกที่กล่าวไว้ข้างต้นดังรูปที่ 2.46 สามารถสร้างได้โดยใช้อุปกรณ์ไดโอดดังรูปที่ 2.47 กำหนดสัญญาณอ้างอิงสามเฟส จากนั้น V_{MAX} มาจากการต่อไดโอดขั้วแคโทดเข้าหากันและ V_{MIN} จากการต่อไดโอดขั้วแอโนดเข้าหากันดังรูปที่ 2.47

ผลการทดลองที่ได้นำเสนอมานั้น ใช้อุปกรณ์ TMS320C50 DSP (Digital Signal Processing) ในการประมวลผลสัญญาณ SVPWM ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุต เพื่อควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้อย่างไร้ที่ติตาม ในงานวิจัยนี้ ยังคงใช้อุปกรณ์ชุดควบคุมแบบดิจิทัลสำเร็จรูป ซึ่งต้องใช้ต้นทุนราคาสูงและไม่ตรงตามจุดประสงค์หลักของผู้วิจัย

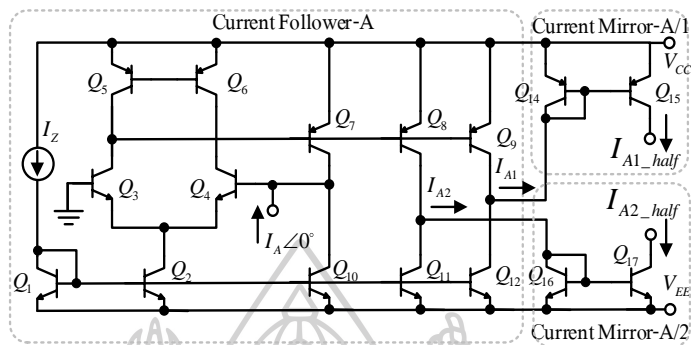
2.6.3 เทคนิคสร้างสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์โหมดกระแสแบบแอนะล็อก



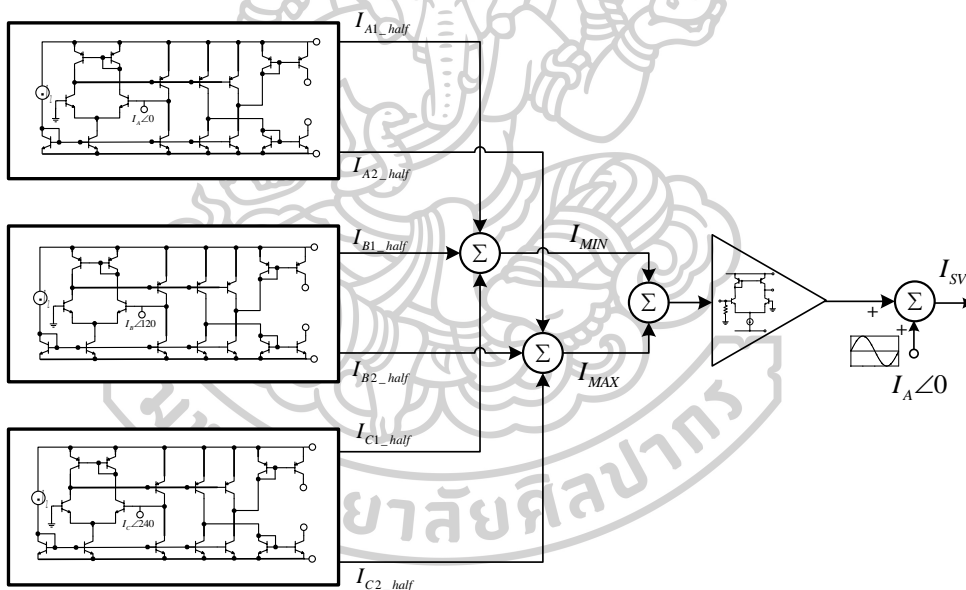
รูปที่ 2.48 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ

จากบทความที่ [8] ได้นำเสนอเทคนิคการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์โหมดกระแสแบบแอนะล็อก เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการมอดูเลชันด้วยวิธี SVPWM โดยใช้วงจรเรียงกระแส

แบบเต็มคลื่นและวงจรขยายสัญญาณที่มีโครงสร้างเป็นเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ การทดสอบประสิทธิภาพและการประยุกต์ใช้งานของวงจรที่นำเสนอ ทดสอบด้วยการจำลองทำงานด้วยโปรแกรม PSpice ที่แรงดันไฟ 1.25V ซึ่งมีการสิ้นเปลืองพลังงานสูงสุด 7.57mW



รูปที่ 2.49 วงจรตามกระแสและวงจรสะท้อนกระแสของเฟส A

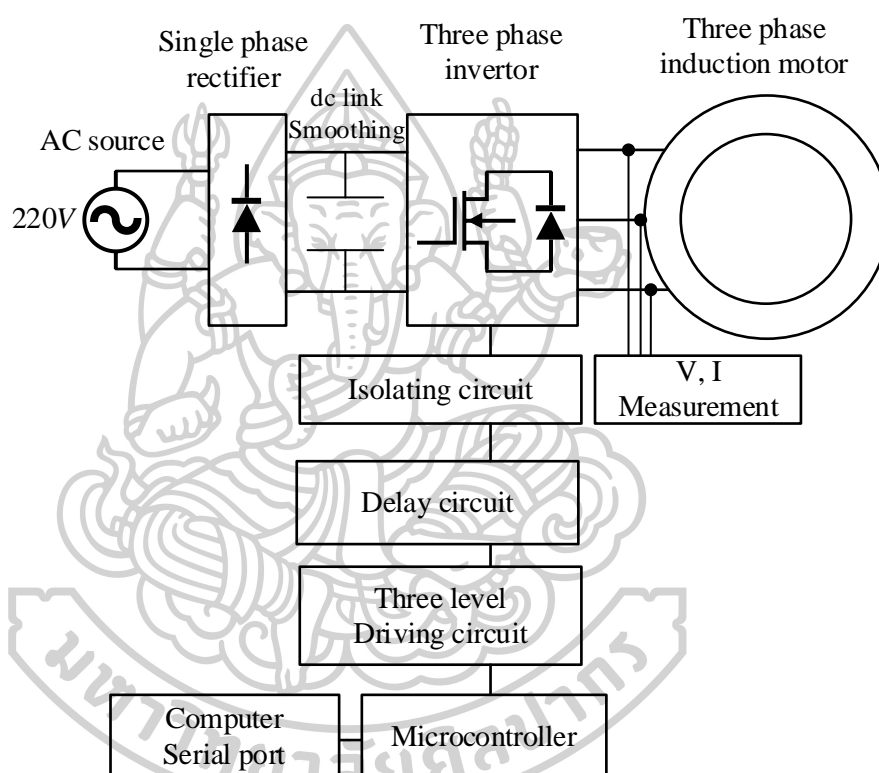


รูปที่ 2.50 วงจรรวมของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์โหมดกระแสที่นำเสนอ

จากการศึกษาและออกแบบและผลการทดลองในบทความข้างต้น พบว่า วงจรมีโครงสร้างอย่างง่าย เนื่องจากออกแบบด้วยอุปกรณ์ชนิดไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ต่อร่วมกับวงจรขยายความนำถ่ายโอน สามารถปรับค่าทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ แต่อย่างไรก็ตาม วงจรดังกล่าวให้สัญญาณเอาต์พุตได้เพียงเฟสเดียว

2.6.4 การศึกษาเปรียบเทียบระหว่างสามเฟสสาม-เทคนิคอินเวอร์เตอร์ระดับ

บทความนี้ [21] นำเสนอการใช้งานอินเวอร์เตอร์สามระดับของแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้วยเทคนิค UPWM, SPWM และ SVPWM เพื่อทำการเปรียบเทียบการทำงานด้วยอัตรามอเตอร์และค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ โดยการจำลองเทคนิคการมอดูเลชันความกว้างพัลส์และปฏิบัติ เพื่อตรวจสอบผลลัพธ์ทางทฤษฎี การทดลองใช้อุปกรณ์ไมโครคอนโทรลเลอร์ 89C51 วงจรเรียงกระแส และอินเวอร์เตอร์สามเฟสแสดงดังรูปที่ 2.51



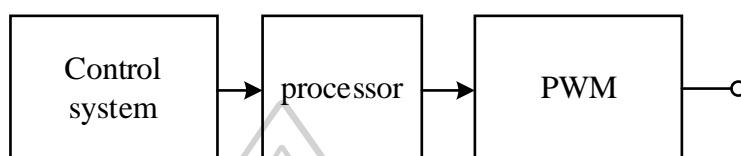
รูปที่ 2.51 แผนผังของวงจรที่นำเสนอ

ผลลัพธ์ของการทดลองที่ได้ในวงจรดังกล่าว ที่อัตรามอเตอร์เดียวกันกับเทคนิค SVPWM แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่เหนือกว่าด้วยระดับความผิดเพี้ยนที่ต่ำกว่า เมื่อเทียบกับเทคนิค PWM อื่น ๆ ทำให้เหมาะสำหรับขอบเขตความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำต่าง ๆ สามารถทำงานที่อัตรามอเตอร์เชิงแอมพลิจูดได้มากถึง 1 อย่างไรก็ตาม งานวิจัยข้างต้น ยังคงใช้งานวงจรแอนะล็อกร่วมกับบอร์ดดิจิทัลในการประมวลผล ซึ่งจำเป็นต้องใช้งบประมาณที่ค่อนข้างสูง นอกจากนี้ อัตรามอเตอร์เชิงแอมพลิจูดของวงจร สามารถปรับได้สูงสุดเพียงแค่ 1 เท่านั้น

2.6.5 การควบคุมอินเวอร์เตอร์ PWM อย่างต่อเนื่องในช่วง Overmodulation ด้วยเทคนิค

Six Step

บทความนี้ [22] นำเสนอเทคนิคการมอดูเลชันความกว้างพัลส์ Six-step สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิด AC (AC Motor Drive) เพื่อแก้ปัญหาแรงดันเอาต์พุตที่ต่ำลงในช่วงโอเวอร์มอดูเลชัน โดยทำงานผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ TM320C25

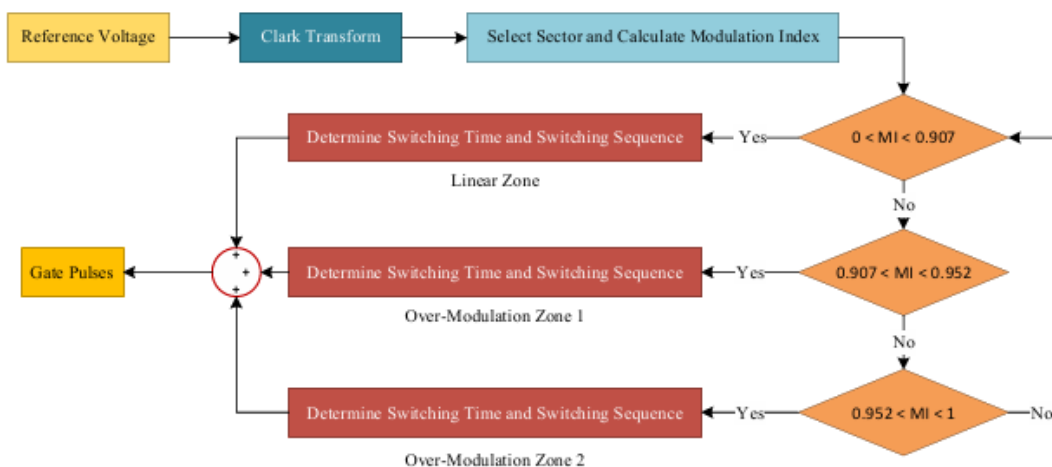


รูปที่ 2.52 แสดงแผนผังของการสร้างสัญญาณมอดูเลชันความกว้างพัลส์ด้วยเทคนิค Six-step

บทความนี้ ได้นำเสนอวิธีแก้ปัญหาสำหรับการควบคุมความกว้างพัลส์ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชัน ซึ่งช่วยเพิ่มแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ โดยที่ผลการทดลองแสดงถึงประสิทธิภาพสัญญาณมอดูเลชันความกว้างพัลส์ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชันได้อย่างถูกต้องผ่านเทคนิค Six-Step อย่างไรก็ตาม การมอดูเลชันความกว้างพัลส์ของวงจรนี้ ยังคงต้องใช้บอร์ดประมวลผลดิจิทัล ซึ่งต้องใช้ต้นทุนสูงและไม่ตรงตามจุดประสงค์หลักของผู้วิจัย นอกจากนี้ วงจรสามารถปรับอัตรามอดูเลชันเชิงแอมพลิจูดสูงสุดเพียง 0.907

2.6.6 วิเคราะห์และทดลองการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสัญญาณไซน์ ในย่านเชิงเส้นและย่านโอเวอร์มอดูเลชัน

บทความนี้ [23] นำเสนอการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสัญญาณไซน์ เพื่อวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของการมอดูเลชันในย่านเชิงเส้นและโอเวอร์มอดูเลชัน โดยใช้อุปกรณ์ DSPACE DS1104 ร่วมกับโปรแกรม MATLAB ในการประมวลผล เพื่อสร้างสัญญาณมอดูเลชันความกว้างพัลส์สำหรับนำมาวิเคราะห์ จากรูปที่ 2.52 แสดงแผนผังของการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อให้เห็นถึงวิธี SVM ที่ได้ถูกนำไปใช้ในอินเวอร์เตอร์สามเฟสในย่านเชิงเส้นและโอเวอร์มอดูเลชัน



รูปที่ 2.52 แสดงแผนผังของการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB

โดยผลการทดลองที่ได้ของวงจรนี้ สามารถให้อัตรามอดูเลตเชิงแอมพลิจูดได้มากถึง 0.975 ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตที่มีประสิทธิภาพด้านแรงดันเอาต์พุตเพิ่มมากขึ้น อย่างไรก็ตาม การมอดูเลตความกว้างพัลส์ของวงจรข้างต้น ยังคงต้องใช้ต้นสูง เนื่องจาก วงจรต้องทำงานร่วมกับบอร์ดประมวลผลแบบดิจิทัลและไม่ตรงตามจุดประสงค์หลักของผู้วิจัย

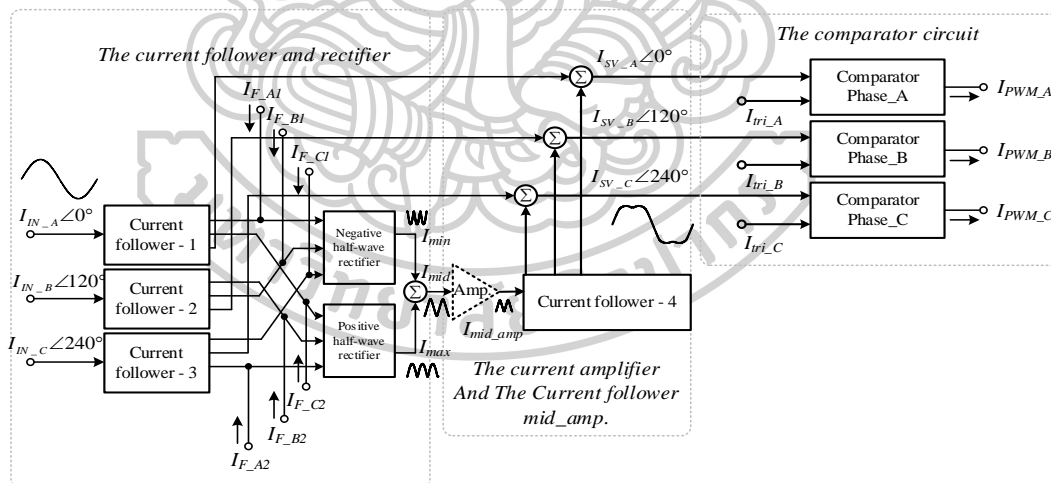


บทที่ 3

การดำเนินงานวิจัย

จากที่มาและความสำคัญของการมอดูเลชันความกว้างพัลส์ที่กล่าวมาในบทที่ 1 และศึกษาทฤษฎีรวมถึงทบทวนวรรณกรรมและบทความต่างๆในบทที่ 2 จึงเป็นกรอบแนวคิดในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ทางผู้วิจัยจึงสังเคราะห์และออกแบบวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก และวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งมีแผนผังของวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์ที่สังเคราะห์ดังรูปที่ 3.1 ในบทนี้ อธิบายถึงรายละเอียดการสังเคราะห์และออกแบบวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์ โดยแบ่งหัวข้อได้ดังนี้

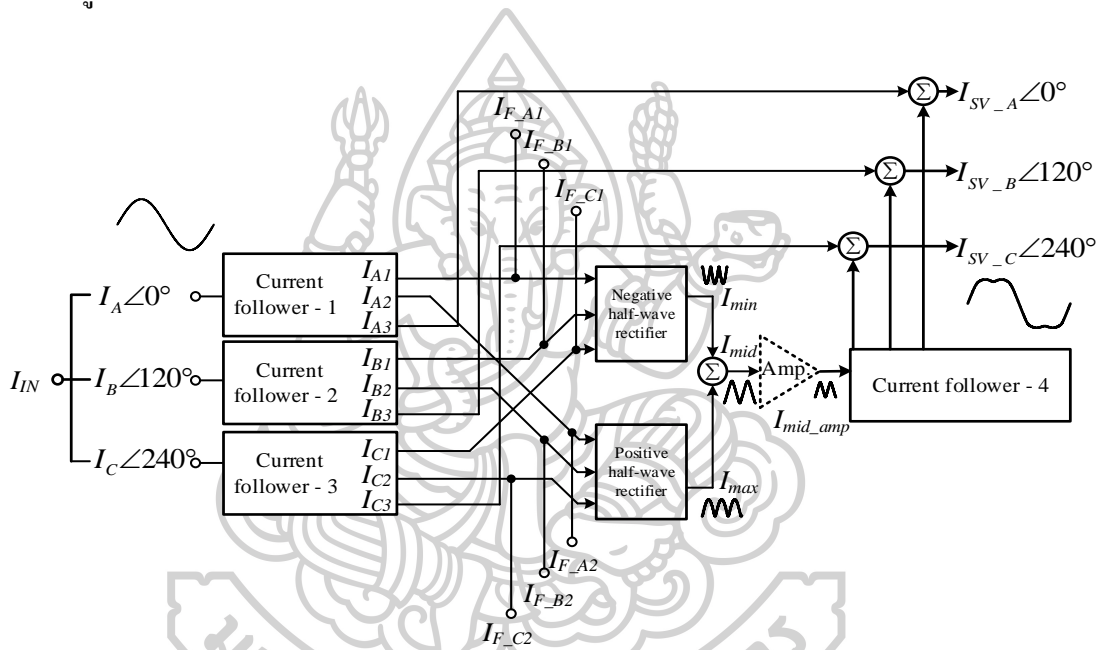
- 3.1 การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก โหมดกระแส
- 3.2 การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรเปรียบเทียบ โหมดกระแส
- 3.3 การวิเคราะห์ค่าความถี่ไซเคิลของการมอดูเลชันความกว้างพัลส์
- 3.4 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติ



รูปที่ 3.1 แผนผังของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก และวงจรเปรียบเทียบ

3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก โหมคกระแส

ตามที่ได้ศึกษาหลักการสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์เชิงสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกด้วยวิธีต่าง ๆ ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้อุปกรณ์ มอสทรานซิสเตอร์ชนิด N และชนิด P ใช้โครงสร้าง CMOS 180 μm เทคโนโลยีของ Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) ในการสังเคราะห์วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์อธิบายได้ดังนี้

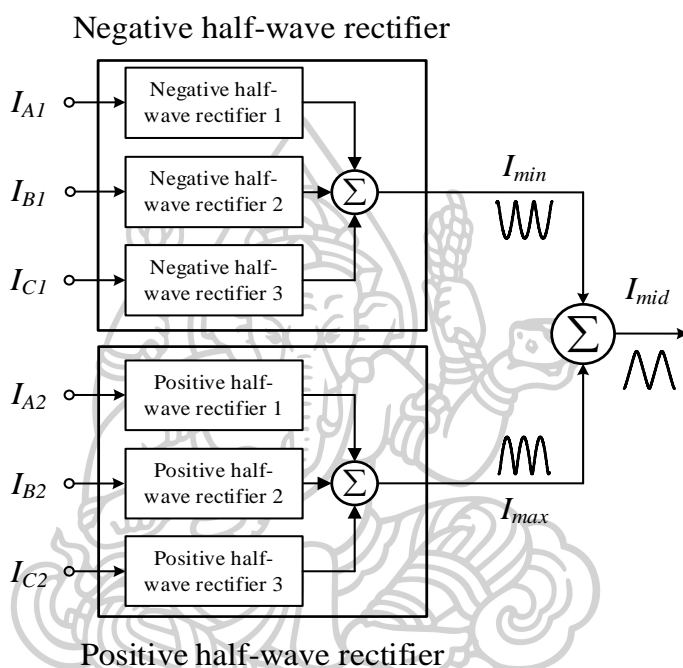


รูปที่ 3.2 แผนผังของวงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์โหมคกระแส

จากเงื่อนไขการสร้างสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ที่ได้กล่าวไว้ในทฤษฎีบทที่ 2 สามารถออกแบบโดยใช้เทคนิคดังแผนผังที่แสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งเทคนิคนี้คือให้อินพุตสัญญาณไซน์จำนวน 3 เฟส ดังนี้ สัญญาณไซน์ที่มีเฟส 0 องศา $I_A \angle 0^\circ$ สัญญาณไซน์ที่มีเฟส 120 องศา $I_B \angle 120^\circ$ และสัญญาณไซน์ที่มีเฟส 240 องศา $I_C \angle 240^\circ$ เพื่อใช้ในการแปลงให้เป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม I_{mid} สัญญาณอินพุตจะถูกเลียนแบบด้วยวงจรตามกระแส Current follower โดยแต่ละวงจร (Current follower-1, 2, 3) จะได้อาต์พุตที่เสมือนอินพุตที่เป็นสัญญาณไซน์ มีหน้าที่ดังนี้: สัญญาณแรก: เอาต์พุตตัวที่ 1 (I_{A1} , I_{B1} , I_{C1}) ให้เป็นอินพุตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบ โดยมีการเพิ่มออฟเซตด้วยกระแสไฟตรง ก่อนส่งผ่านเข้าวงจรเรียงกระแสเพื่อทำให้เรียงกระแสออกมาได้แค่ช่วงฟังก์ชันต่ำสุดของสัญญาณ I_{min}

สัญญาณที่สอง: เอาต์พุตตัวที่ 2 (I_{A2}, I_{B2}, I_{C2}) ให้เป็นอินพุตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวก โดยมีการลอคออฟเซตด้วยกระแสไฟตรง ก่อนส่งผ่านเข้าวงจรเรียงกระแสเพื่อทำให้เรียงกระแสออกมาได้แค่ช่วงฟังก์ชันสูงสุดของสัญญาณ I_{max}

สัญญาณที่สาม: เอาต์พุตตัวที่ 3 (I_{A3}, I_{B3}, I_{C3}) เป็นสัญญาณไซน์ที่นำไปรวมกับสัญญาณ (I_{mid_amp}) เพื่อสร้างเป็นสัญญาณสเปซเวกเตอร์

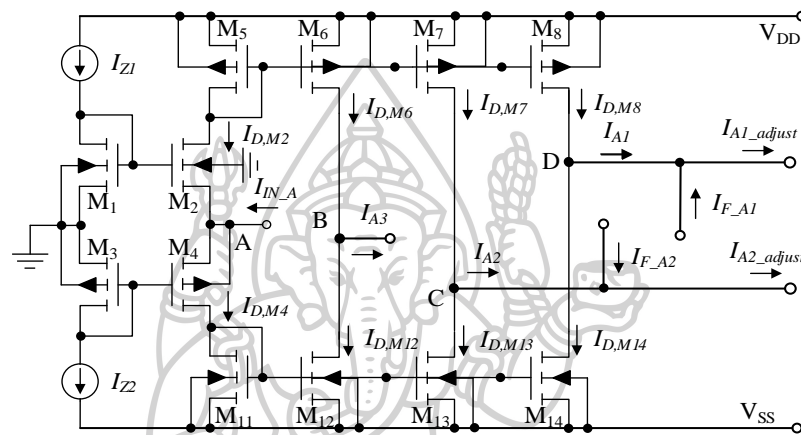


รูปที่ 3.3 แผนผังของภายในวงจรเรียงกระแส

จากรูปที่ 3.3 ในกระบวนการของวงจรเรียงกระแสมีรายละเอียดดังต่อไปนี้ วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบ (Negative half-wave rectifier 1, 2, 3) แต่ละวงจรจะได้รับสัญญาณอินพุตจากเอาต์พุตตัวที่ 1 (I_{A1}, I_{B1}, I_{C1}) ของวงจร (Current follower-1, 2, 3) จะถูกเรียงกระแสให้เหลือเพียงซีกลบ จากนั้น นำสัญญาณเอาต์พุตของ (Negative half-wave rectifier 1, 2, 3) ทั้ง 3 วงจรที่ได้ ออกมาต่อรวมกันเป็นสัญญาณ I_{min} เช่นเดียวกันกับวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวก (Positive half-wave rectifier 1, 2, 3) แต่ละวงจรจะได้รับสัญญาณอินพุต จากเอาต์พุตตัวที่ 2 (I_{A2}, I_{B2}, I_{C2}) ของวงจร (Current follower-1, 2, 3) จะถูกเรียงกระแสให้เหลือเพียงซีกบวก จากนั้นนำสัญญาณเอาต์พุตของ (Positive half-wave rectifier 1, 2, 3) ทั้ง 3 วงจรที่ได้ ออกมาต่อรวมกันเป็นสัญญาณ I_{max} เมื่อได้สัญญาณ I_{max} และ I_{min} จึงนำไปต่อรวมกันทำให้เป็นสัญญาณ I_{mid} ดังแผนภาพที่ 3.2 และสัญญาณ I_{mid} เป็นอินพุตให้กับวงจรขยายความนำถ่ายไอออนเพื่อปรับขนาดด้วย 0.5 เท่าให้ตรงตามทฤษฎีที่กล่าวในบทที่ 2.5.1 สมการที่ (2.94) จากนั้นสัญญาณ I_{mid_amp} เอาต์พุตจากวงจรขยาย

ความนำถ่ายโอนจะเป็นอินพุตให้กับวงจรตามกระแสตัวที่ 4 (Current follower-4) โดยเอาต์พุตที่ได้คือสัญญาณ (I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} , I_{mid_amp3}) จะนำไปต่อร่วมกับสัญญาณเอาต์พุต (I_{A3} , I_{B3} , I_{C3}) ของวงจรตามกระแส (Current follower-1, 2, 3) ตามลำดับ ทำให้ได้เป็นสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_A} \angle 0^\circ$, $I_{SV_B} \angle 120^\circ$ และ $I_{SV_C} \angle 240^\circ$

3.1.1 วงจรตามกระแสโหมดกระแสแบบลบ



รูปที่ 3.4 วงจรตามกระแสแบบลบ โหมดกระแสตัวที่ 1

จากรูปที่ 3.4 เป็นวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 1 ของสัญญาณอินพุตเฟส A โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรขยายแบบทรานส์คอนดัคเตอร์ ($M_1 - M_4$) ที่อธิบายดังบทที่ 2 ต่อร่วมกับวงจรสะท้อนกระแส ($M_5 - M_{14}$) ให้ทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแส ในหัวข้อนี้จึงได้วิเคราะห์วงจรตามกระแสแบบลบที่ใช้วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ช่วง Weak inversion ดังนั้นเมื่ออาศัยคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านการทำงาน Weak inversion [24] ซึ่งกระแสที่ขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ตัวที่ $M_{(i_D, M_i)}$ ภายใต้เงื่อนไข $|V_{DB} - V_{SB}| \gg V_T$ หากทำได้จาก

$$I_{D, Mi} (NMOS) = I_S e^{\frac{V_{GB} - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_{SB}}{V_T}} \quad (3.1)$$

เมื่อ I_S คือ กระแสจำเพาะของมอสทรานซิสเตอร์ จากนั้น พิจารณากระแสขา D ของทรานซิสเตอร์เนื่องด้วย $I_{D, Mi}$ จากสมการที่ (3.1) เป็นกระแสขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดอื่น ดังนั้น กระแสขาเดรนของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดที่สามารถหาได้โดยพิจารณาแรงดันระหว่างขาเกต-บอดี้และขาซอร์ส-บอดี้ในทิศทางตรงกันข้าม ซึ่งมีค่าเท่ากับ $I_S e^{\frac{V_{BG} - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_{BS}}{V_T}}$ เมื่อพิจารณาที่วงจรทรานส์คอนดัคเตอร์ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_{GS,M1} + V_{SG,M3} - V_{GS,M2} - V_{SG,M4} = 0 \quad (3.2)$$

เมื่อวิเคราะห์จากรูปที่ 3.4 พบว่า $V_{B,M2} = V_{B,M1} = V_{S,M1} = V_{B,M3} = V_{S,M3} = 0$ ด้วยเหตุนี้

$I_{D,M1}$, $I_{D,M2}$, $I_{D,M3}$ และ $I_{D,M4}$ หาได้ดัง

$$I_{D,M1} = I_S e^{\frac{V_{G,M1} - V_{TH}}{nV_T}} \quad (3.3)$$

$$I_{D,M2} = I_S e^{\frac{V_{G,M2} - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{S,M2}}{V_T}} \quad (3.4)$$

$$I_{D,M3} = I_S e^{\frac{-V_{G,M3} - V_{TH}}{nV_T}} \quad (3.5)$$

และ

$$I_{D,M4} = I_S e^{\frac{-V_{G,M4} - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_{S,M4}}{V_T}} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.3) - (3.6) หา $V_{GS,M1}$, $V_{SG,M3}$, $V_{SG,M2}$ และ $V_{SG,M4}$ เมื่อ $V_{GS,M1} = V_{G,M1}$

และ $V_{SG,M3} = V_{G,M3}$

$$V_{GS,M1} = nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M1}}{I_S}\right) + V_{TH} \quad (3.7)$$

$$V_{SG,M2} = nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M2}}{I_S}\right) + V_{TH} + (n-1)V_{S,M2} \quad (3.8)$$

$$V_{SG,M3} = nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M3}}{I_S}\right) + V_{TH} \quad (3.9)$$

และ

$$V_{SG,M4} = nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M4}}{I_S}\right) + V_{TH} - (n-1)V_{S,M4} \quad (3.10)$$

แทนค่าสมการที่ (3.7) - (3.10) ลงในสมการที่ (3.2)

$$nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M1}}{I_S}\right) + nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M3}}{I_S}\right) - nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M2}}{I_S}\right) - nV_T \ln\left(\frac{I_{D,M4}}{I_S}\right) = 0 \quad (3.11)$$

จะได้ว่า $I_{D,M1} = I_{Z1}$, $I_{D,M3} = I_{Z2}$ เมื่อกำหนดให้ $I_{Z1} = I_{Z2} = I_Z$ และแทนค่าในสมการที่ (3.11)

จึงได้เป็น

$$I_Z^2 = I_{D,M2} I_{D,M4} \quad (3.12)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{D,M2} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M4}} \quad (3.13)$$

วิเคราะห์จากรูปวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 1 ในรูปที่ 3.4 เมื่อกำหนดกระแสอินพุต (I_{IN_A}) รูปคลื่นไซน์เข้าที่โหนด A ในช่วงการทำงานย่าน Subthreshold ทำให้ได้ความสัมพันธ์กระแสขาเดรนจากทรานซิสเตอร์ M_2 และ M_4 ได้ดังนี้

$$I_{IN_A} = I_{D,M4} - I_{D,M2} \quad (3.14)$$

เมื่อแทนค่า $I_{D,M2}$ จากสมการที่ (3.13) ลงในสมการที่ (3.14)

$$I_{D,M4} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M4}} + I_{IN_A} \quad (3.15)$$

พิจารณาค่ากระแส I_{A3} ที่โหนด B

$$I_{D,M6} = I_{A3} + I_{D,M12} \quad (3.16)$$

เมื่อทราบค่ากระแสขาเดรนจากทรานซิสเตอร์ M_6 และ M_{12} โดยที่ $I_{D,M6} = I_{D,M2}$ และ $I_{D,M12} = I_{D,M4}$ ตามลำดับ เพราะฉะนั้น

$$I_{D,M2} = I_{A3} + I_{D,M4} \quad (3.17)$$

แทนค่า (3.13) และ (3.15) ลงในสมการที่ (3.17) จึงทราบค่า I_{A3} ดังนี้

$$I_{A3} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M4}} - \frac{I_Z^2}{I_{D,M4}} - I_{IN_A} = -I_{IN_A} \quad (3.18)$$

เมื่อวิเคราะห์กระแสขาเดรนจากทรานซิสเตอร์ที่โหนด D และ C ดังนั้น ค่า I_{A1} และ I_{A2} จึงมีค่า

$$I_{A1} = I_{D,M8} - I_{D,M14} \quad (3.19)$$

$$I_{A2} = I_{D,M7} - I_{D,M13} \quad (3.20)$$

เมื่อ $I_{D,M2} = I_{D,M5} = I_{D,M6} = I_{D,M7} = I_{D,M8}$ และ $I_{D,M4} = I_{D,M11} = I_{D,M12} = I_{D,M13} = I_{D,M14}$ ดังนั้นกระแส I_{A1} และ I_{A2} มีค่าเท่ากับ

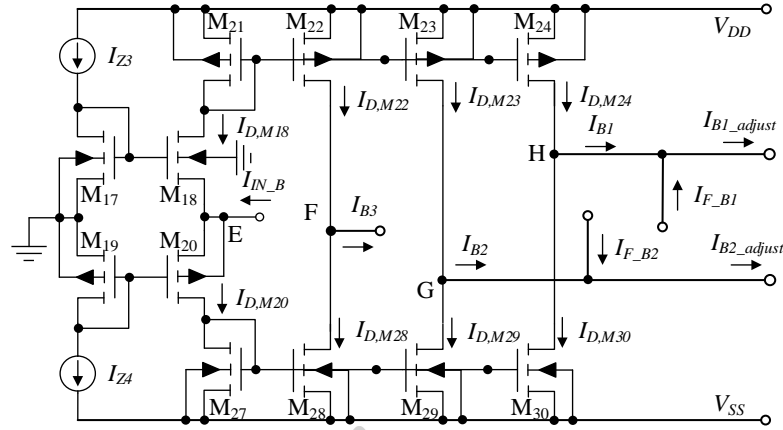
$$I_{A1} = I_{D,M2} - I_{D,M4} = -I_{IN_A} \quad (3.21)$$

และ

$$I_{A2} = I_{D,M2} - I_{D,M4} = -I_{IN_A} \quad (3.22)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (3.18), (3.21) และ (3.22) สามารถสรุปได้ว่า

$$I_{A1} = I_{A2} = I_{A3} = -I_{IN_A} \quad (3.23)$$



รูปที่ 3.5 วงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 2

ในการทำงานเดียวกันกับวงจรตามกระแสแบบลบตัวที่ 1 ที่ได้อธิบายไปในตอนต้นของหัวข้อนี้ โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรถยายแบบทรานสิเอนซ์ ($M_{17} - M_{18}$) ที่อธิบายดังบทที่ 2 ต่อร่วมกับวงจรถายอ้อนกระแส ($M_{21} - M_{30}$) ให้ทำหน้าที่เป็นวงจรถายอ้อนกระแส เพราะฉะนั้น วงจรถายอ้อนกระแสแบบลบตัวที่ 2 ดังรูปที่ 3.5 จากความสัมพันธ์ของทรานสิเอนซ์

$$V_{GS,M17} + V_{SG,M19} - V_{GS,M18} - V_{SG,M20} = 0 \quad (3.24)$$

เมื่อวิเคราะห์ค่า $V_{GS,M17}$, $V_{SG,M19}$, $V_{GS,M18}$ และ $V_{SG,M20}$ ตามการวิเคราะห์ของวงจรถายอ้อนกระแสแบบลบตัวที่ 1 จะได้ว่า $I_{D,M17} = I_{Z3}$, $I_{D,M19} = I_{Z4}$ เมื่อกำหนดให้ $I_{Z3} = I_{Z4} = I_Z$ และแทนค่าในสมการที่ (3.24) จึงทำให้สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$I_Z^2 = I_{D,M18} I_{D,M20} \quad (3.25)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{D,M18} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M20}} \quad (3.26)$$

วิเคราะห์จากรูปวงจรถายอ้อนกระแส ตัวที่ 2 ในรูปที่ 3.5 เมื่อกำหนดกระแสอินพุต (I_{IN_B}) รูปคลื่นไซน์เข้าที่โนด E ในช่วงการทำงานย่าน Subthreshold ทำให้ได้ความสัมพันธ์กระแสขาทรานซิสเตอร์ M_{18} และ M_{20} ได้ดังนี้

$$I_{IN} = I_{D,M20} - I_{D,M18} \quad (3.27)$$

เมื่อแทนค่า $I_{D,M18}$ จากสมการที่ (3.26) ลงในสมการที่ (3.27)

$$I_{D,M20} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M20}} + I_{IN_B} \quad (3.28)$$

พิจารณาหาค่ากระแส I_{B3} ที่โหนด F

$$I_{D,M22} = I_{B3} + I_{D,M28} \quad (3.29)$$

เมื่อทราบค่ากระแสขาทรานซิสเตอร์ M_{22} และ M_{28} โดยที่ $I_{D,M22} = I_{D,M18}$ และ $I_{D,M28} = I_{D,M20}$ ตามลำดับ เพราะฉะนั้น

$$I_{D,M18} = I_{B3} + I_{D,M20} \quad (3.30)$$

แทนค่า (3.26) และ (3.28) ลงในสมการที่ (3.30) จึงทราบค่า I_{B3} ดังนี้

$$I_{B3} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M20}} - \frac{I_Z^2}{I_{D,M20}} - I_{IN_B} = -I_{IN_B} \quad (3.31)$$

เมื่อวิเคราะห์กระแสขาทรานซิสเตอร์ที่โหนด H และ G ดังนั้น I_{B1} และ I_{B2} จึงมีค่า

$$I_{B1} = I_{D,M24} - I_{D,M30} \quad (3.32)$$

$$I_{B2} = I_{D,M23} - I_{D,M29} \quad (3.33)$$

เมื่อ $I_{D,M18} = I_{D,M21} = I_{D,M22} = I_{D,M23} = I_{D,M24}$ และ $I_{D,M20} = I_{D,M27} = I_{D,M28} = I_{D,M29} = I_{D,M30}$ ดังนั้นกระแส I_{B1} และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ

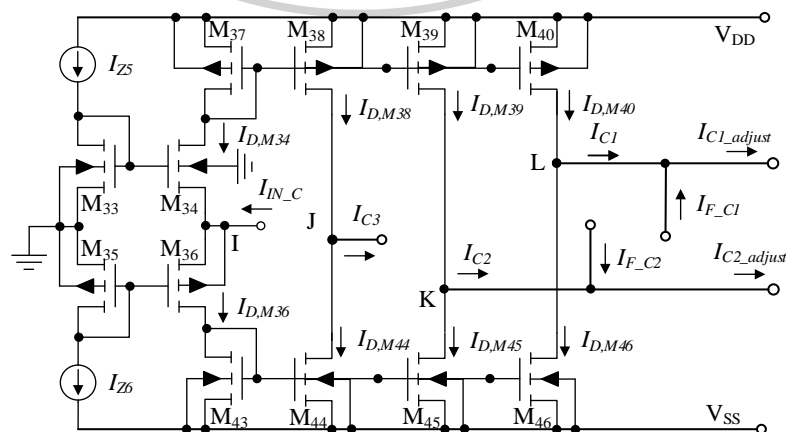
$$I_{B1} = I_{D,M18} - I_{D,M20} = -I_{IN_B} \quad (3.34)$$

และ

$$I_{B2} = I_{D,M18} - I_{D,M20} = -I_{IN_B} \quad (3.35)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.31), (3.34) และ (3.35) สามารถสรุปได้ว่า

$$I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = -I_{IN_B} \quad (3.36)$$



รูปที่ 3.6 วงจรตามกระแสแบบลบโหนดกระแสตัวที่ 3

ในการทำงานเดียวกันกับวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 1 และ 2 ที่ได้ อธิบายไปในตอนต้นของหัวข้อนี้ โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรถายแบบทรานสิเนียน์ ($M_{33} - M_{36}$) ที่อธิบายดังบทที่ 2 ต่อร่วมกับวงจรถะท้อนกระแส ($M_{37} - M_{46}$) ให้ทำหน้าที่เป็นวงจรถายตามกระแส เพราะฉะนั้น วงจรถายตามกระแส โหมดกระแสแบบลบตัวที่ 3 ดังรูปที่ 3.6 จากความสัมพันธ์วงจรถานสิเนียน์

$$V_{GS,M33} + V_{SG,M35} - V_{GS,M34} - V_{SG,M36} = 0 \quad (3.37)$$

เมื่อวิเคราะห์ค่า $V_{GS,M33}$, $V_{SG,M35}$, $V_{GS,M34}$ และ $V_{SG,M36}$ ตามการวิเคราะห์ของวงจรถายตามกระแสตัวที่ 1 จะได้ว่า $I_{D,M33} = I_{Z5}$, $I_{D,M35} = I_{Z6}$ เมื่อกำหนดให้ $I_{Z5} = I_{Z6} = I_Z$ และแทนค่าในสมการที่ (3.37) จึงทำให้สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$I_Z^2 = I_{D,M34} I_{D,M36} \quad (3.38)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{D,M34} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M36}} \quad (3.39)$$

วิเคราะห์จากรูปวงจรถายตามกระแสในรูปที่ 3.6 เมื่อกำหนดกระแสอินพุต (I_{IN_C}) รูปคลื่นไซน์เข้าที่ โหนด I ในช่วงการทำงานย่าน Subthreshold ทำให้ได้ความสัมพันธ์กระแสขาเดรนจากทรานซิสเตอร์ M_{34} และ M_{36} ได้ดังนี้

$$I_{IN_C} = I_{D,M36} - I_{D,M34} \quad (3.40)$$

เมื่อแทนค่า $I_{D,M34}$ จากสมการที่ (3.39) ลงในสมการที่ (3.40)

$$I_{D,M36} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M36}} + I_{IN_C} \quad (3.41)$$

พิจารณาค่ากระแส I_{C3} ที่ โหนด J

$$I_{D,M38} = I_{C3} + I_{D,M44} \quad (3.42)$$

เมื่อทราบค่ากระแสขาเดรนจากทรานซิสเตอร์ M_{38} และ M_{44} โดยที่ $I_{D,M38} = I_{D,M34}$ และ $I_{D,M44} = I_{D,M36}$ ตามลำดับ เพราะฉะนั้น

$$I_{D,M34} = I_{C3} + I_{D,M36} \quad (3.43)$$

แทนค่า (3.39) และ (3.41) ลงในสมการที่ (3.43) จึงทราบค่า I_{C3} ดังนี้

$$I_{C3} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M36}} - \frac{I_Z^2}{I_{D,M36}} - I_{IN_C} = -I_{IN_C} \quad (3.44)$$

เมื่อวิเคราะห์กระแสขาเดรนจากทรานซิสเตอร์ที่โหนด L และ K ดังนั้น I_{C1} และ I_{C2} จึงมีค่า

$$I_{C1} = I_{D,M40} - I_{D,M46} \quad (3.45)$$

$$I_{C2} = I_{D,M39} - I_{D,M45} \quad (3.46)$$

เมื่อ $I_{D,M34} = I_{D,M37} = I_{D,M38} = I_{D,M39} = I_{D,M40}$ และ $I_{D,M36} = I_{D,M43} = I_{D,M44} = I_{D,M45} = I_{D,M46}$ ดังนั้น กระแส I_{B1} และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ

$$I_{C1} = I_{D,M34} - I_{D,M36} = -I_{IN_C} \quad (3.47)$$

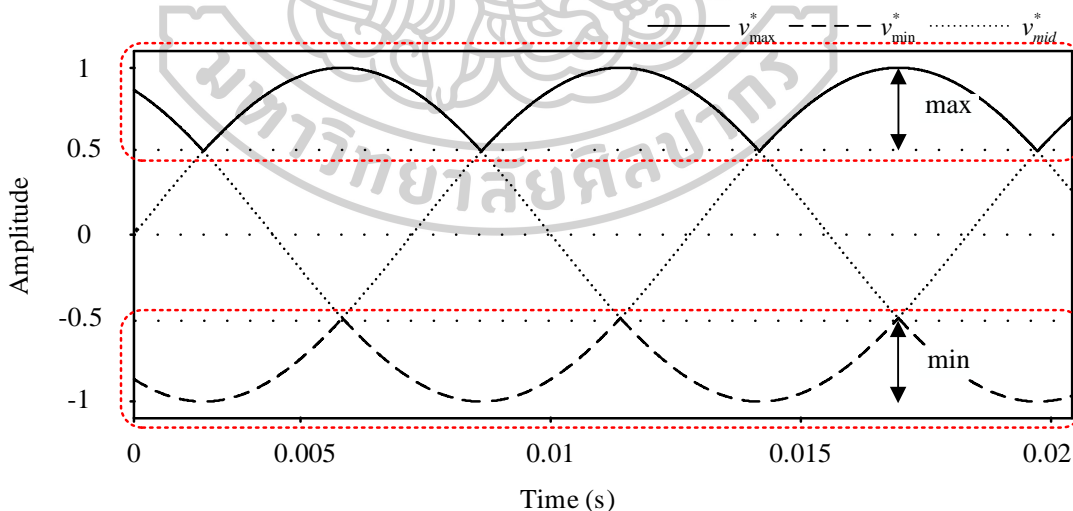
และ

$$I_{C2} = I_{D,M34} - I_{D,M36} = -I_{IN_C} \quad (3.48)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (3.44), (3.47) และ (3.48) สามารถสรุปได้ว่า

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = -I_{IN_C} \quad (3.49)$$

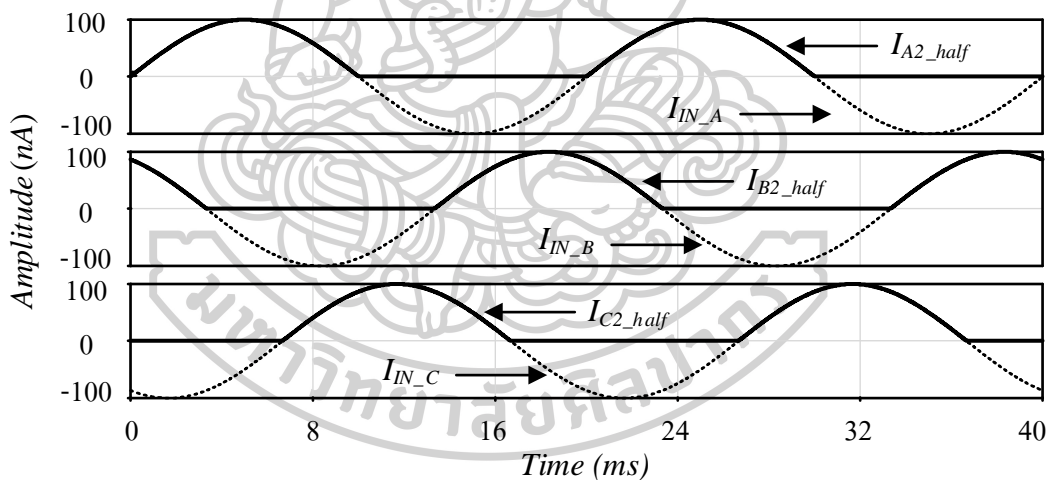
ก่อนที่จะกล่าวถึงหัวข้อถัดไป ในทฤษฎีหัวข้อที่ 2.5.1.4 ได้กล่าวถึงวงจรรีจกกระแสในลักษณะโหมคแรงดัน ซึ่งการใช้ไดโอดเรียงกระแสทำให้ได้ฟังก์ชันสูงสุดและต่ำสุด กล่าวคือ เมื่อสัญญาณเฟสใดมีความมากที่สุด ไดโอดที่เฟสนั้น จะทำหน้าที่นำกระแสหรือฟอร์เวิร์สไบแอส ไดโอดตัวที่เหลือ จะทำหน้าที่รีเวิร์สไบแอส ดังนั้น เอาต์พุตที่ได้จากการเรียงกระแส แสดงดังรูปที่ 3.7 โดยสัญญาณ v_{max} และ v_{min} มีขนาดเป็น 0.25 *peak* ของสัญญาณอ้างอิง [20]



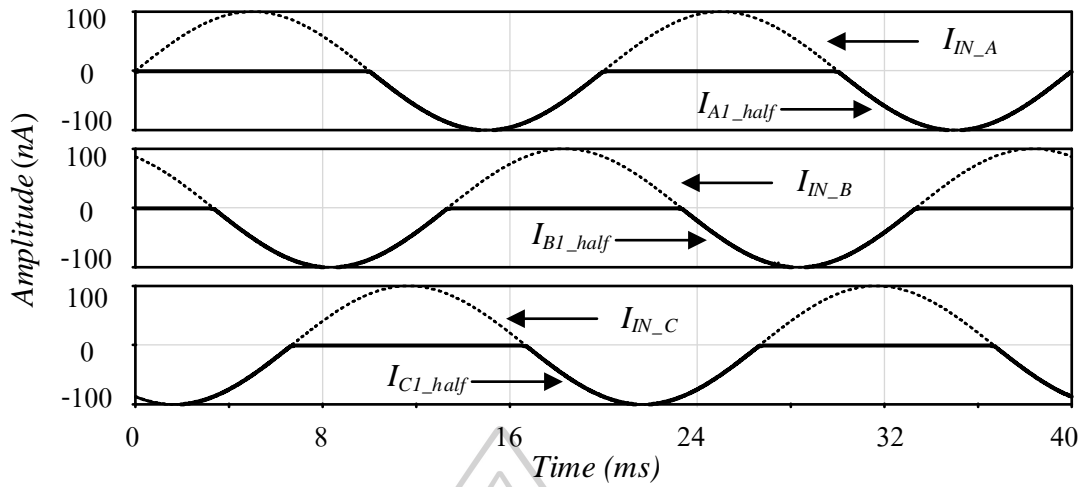
รูปที่ 3.7 ลักษณะรูปคลื่นฟังก์ชันสูงสุด v_{max} และ ฟังก์ชันต่ำสุด v_{min}

แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการใช้มอสทรานซิสเตอร์เป็นวงจรรีจกกระแส เมื่อเรียงกระแสออกมาจะได้สัญญาณดังรูปที่ 3.8 จากวงจรรีจกกระแสแบบครึ่งซีกบวก และสัญญาณ

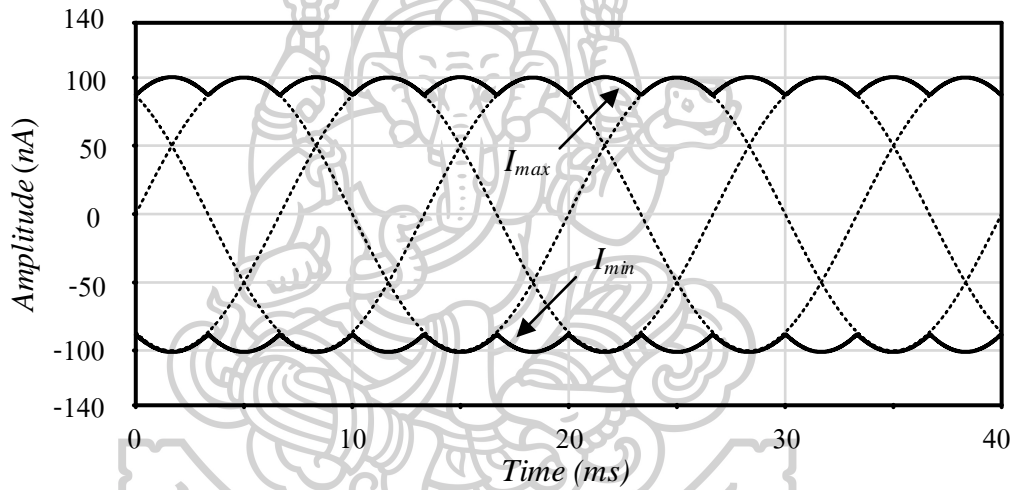
ดังรูปที่ 3.9 จากวงจรเรียงกระแสครึ่งซีกกลับ เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตในรูป 3.8 ต่อรวมกันเป็นสัญญาณ I_{max} และ นำสัญญาณเอาต์พุตในรูปที่ 3.9 ต่อรวมกันเป็นสัญญาณ I_{min} ได้สัญญาณดังรูปที่ 3.10 จะสังเกตได้ว่าสัญญาณที่ได้ออกมาจึงไม่ถูกต้องตามลักษณะของสัญญาณ ฟังก์ชันสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณ ดังรูปที่ 3.10 เนื่องจาก ไม่มีการฟอร์เวสหรือรีเวส เหมือนกระบวนการของการใช้ไดโอด ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงออกแบบให้ทำการลดและเพิ่มออฟเซตกระแสอินพุต เพื่อให้ลักษณะของเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสตรงตามทฤษฎีดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น การลดและเพิ่มออฟเซตโดยอัตราส่วน คือ 0.25 เท่าของสัญญาณอ้างอิง โดยวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกจะทำการลดออฟเซตด้วยกระแสไฟตรง (I_{F_A2} , I_{F_B2} , I_{F_C2}) เอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 3.11 แต่วงจรเรียงกระแสด้านลบจะทำการเพิ่มออฟเซตด้วยกระแสไฟตรง (I_{F_A1} , I_{F_B1} , I_{F_C1}) เอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 3.12 เมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตในรูป 3.11 ต่อรวมกันเป็นสัญญาณ (I_{max}) และ นำสัญญาณเอาต์พุตในรูปที่ 3.12 ต่อรวมกันเป็น (I_{min}) ทำให้ได้สัญญาณดังรูปที่ 3.13 จะสังเกตได้ว่าสัญญาณที่ได้ออกมาจึงถูกต้องตามลักษณะของสัญญาณ ฟังก์ชันสูงสุดและต่ำสุดของสัญญาณดังรูปที่ 3.7



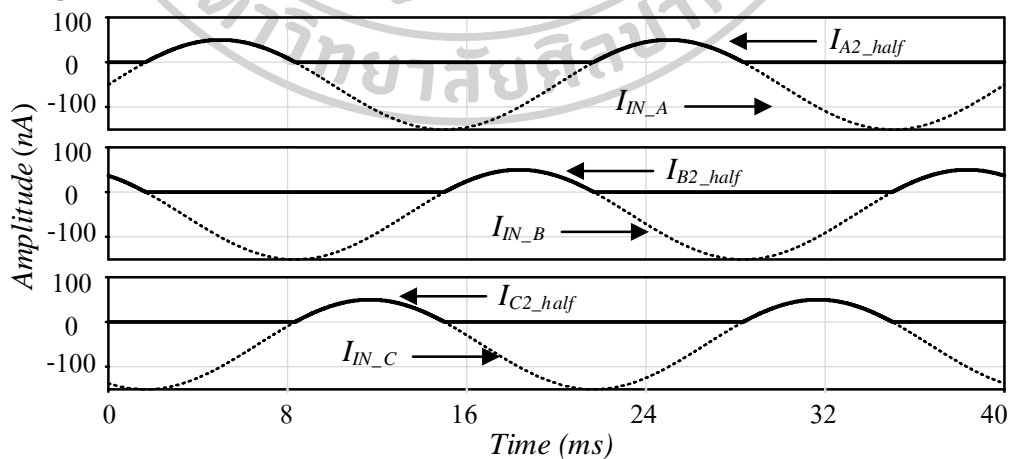
รูปที่ 3.8 ลักษณะอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งซีกบวกไม่ปรับออฟเซตอินพุต



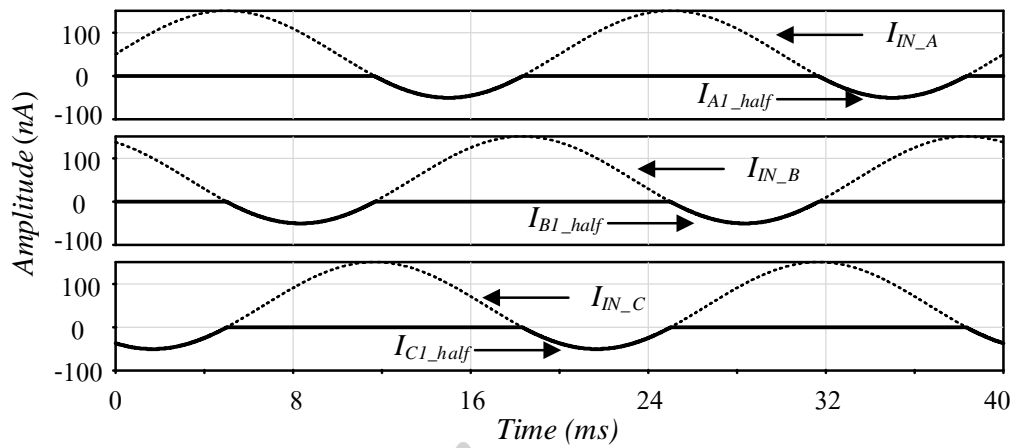
รูปที่ 3.9 ลักษณะอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งซีกกลับไม่ปรับออฟเซตอินพุต



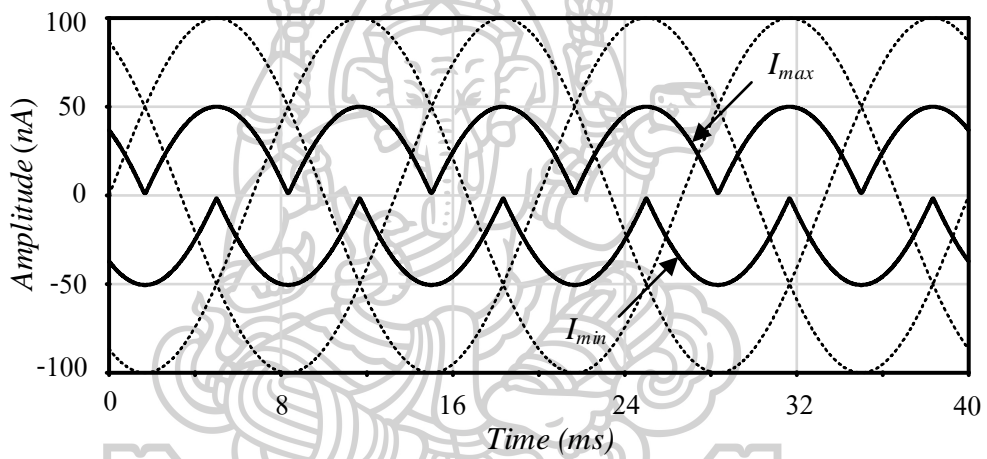
รูปที่ 3.10 ลักษณะอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสไม่ปรับออฟเซตอินพุต



รูปที่ 3.11 ลักษณะอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสปรับออฟเซตอินพุตให้มีชีกบวม มีขนาด 0.25 เท่าของสัญญาณอ้างอิง

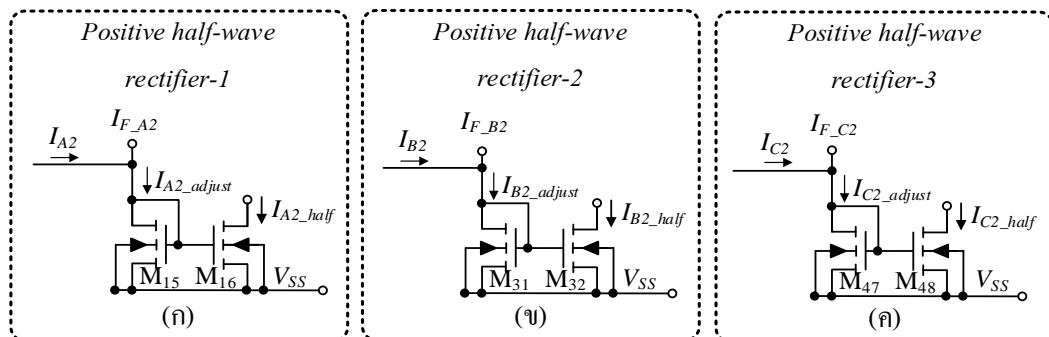


รูปที่ 3.12 ลักษณะอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสปรับออฟเซตอินพุตให้มีชื่อกบวม มีขนาด 0.25 เท่าของสัญญาณอ้างอิง



รูปที่ 3.13 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตดังรูปที่ 3.10

3.1.2 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวก



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวก (ก) ตัวที่ 1 (ข) ตัวที่ 2 และ (ค) ตัวที่ 3

วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 1 เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสในบทที่ 2 โดยโครงสร้างของวงจรเป็นมอสทรานซิสเตอร์ M_{15} และ M_{16} เป็นชนิดเอ็น กระแสที่ไหลผ่านเป็นไฟบวกเพียงอย่างเดียวและมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวอยู่ในช่วงการทำงาน Weak inversion ดังนั้น จากรูปที่ 3.14 (ก) และสมการที่ (3.23) ฉะนั้นค่ากระแส I_{A2_half} มีค่าเท่ากับ

$$I_{A2_half} = \begin{cases} I_{A2_adjust} & \text{if } I_{A2_adjust} < 0 ; I_{A2_adjust} = I_{A2} + I_{F_A2} \\ 0 & \text{if } I_{A2_adjust} > 0 ; I_{A2_adjust} = I_{A2} + I_{F_A2} \end{cases} \quad (3.50)$$

เช่นเดียวกันวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 2 และ ตัวที่ 3 เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสในบทที่ 2 โดยโครงสร้างของวงจรเป็นมอสทรานซิสเตอร์ M_{31}, M_{32} และ M_{47}, M_{48} เป็นชนิดเอ็น ตามลำดับ ดังนั้น จากรูปที่ 3.14 (ข), (ค) และสมการที่ (3.36), (3.49) ฉะนั้น ค่ากระแส I_{B2_half} และ I_{C2_half} มีค่าเท่ากับ

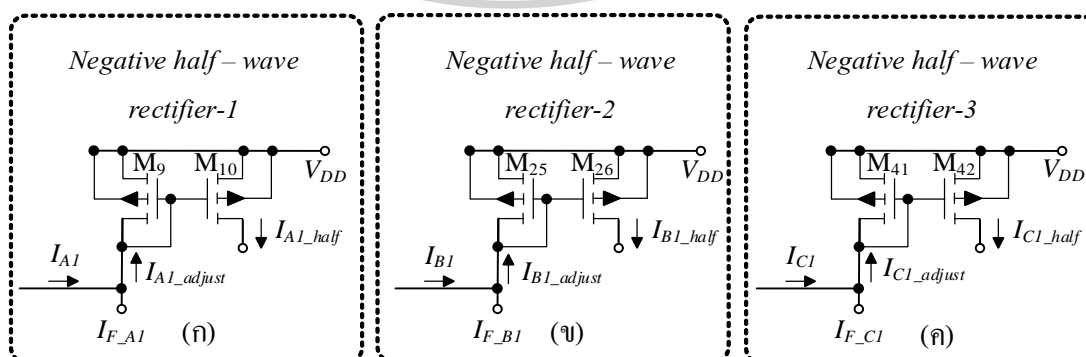
$$I_{B2_half} = \begin{cases} I_{B2_adjust} & \text{if } I_{B2_adjust} < 0 ; I_{B2_adjust} = I_{B2} + I_{F_B2} \\ 0 & \text{if } I_{B2_adjust} > 0 ; I_{B2_adjust} = I_{B2} + I_{F_B2} \end{cases} \quad (3.51)$$

และ

$$I_{C2_half} = \begin{cases} I_{C2_adjust} & \text{if } I_{C2_adjust} < 0 ; I_{C2_adjust} = I_{C2} + I_{F_C2} \\ 0 & \text{if } I_{C2_adjust} > 0 ; I_{C2_adjust} = I_{C2} + I_{F_C2} \end{cases} \quad (3.52)$$

จากสมการที่ (3.50), (3.51) และ (3.52) สามารถสรุปได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต (I_{A2_half}), (I_{B2_half}) และ (I_{C2_half}) มีค่าเป็นบวกเท่านั้นโดยมีขนาดเท่ากับ (I_{A2_adjust}), (I_{B2_adjust}) และ (I_{C2_adjust}) ตามลำดับ โดยที่สัญญาณ (I_{A2_adjust}), (I_{B2_adjust}) และ (I_{C2_adjust}) คือ สัญญาณ (I_{A2} , I_{B2} , I_{C2}) ที่ถูกปรับลดออฟเซตของสัญญาณดังที่กล่าวข้างต้น

3.1.3 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบลบ



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบลบ (ก) ตัวที่ 1 (ข) ตัวที่ 2 และ (ค) ตัวที่ 3

วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบลวดตัวที่ 1 เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวงจร สะท้อนกระแสในบทที่ 2 โดยโครงสร้างของวงจรเป็นมอสทรานซิสเตอร์ M_9 และ M_{10} เป็นชนิดพี กระแสที่ไหลผ่านเป็นไฟลบเพียงอย่างเดียวและมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวอยู่ในช่วงการทำงาน Weak inversion ดังนั้นจากรูปที่ 3.15 (ก) และสมการที่ (3.23) ฉะนั้น ค่ากระแส I_{A1_half} มีค่าเท่ากับ

$$I_{A1_half} = \begin{cases} 0 & \text{if } I_{A1_adjust} < 0 ; I_{A1_adjust} = I_{A1} + I_{F_A1} \\ -I_{A1_adjust} & \text{if } I_{A1_adjust} > 0 ; I_{A1_adjust} = I_{A1} + I_{F_A1} \end{cases} \quad (3.53)$$

เช่นเดียวกัน วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบลวดตัวที่ 2 และ ตัวที่ 3 เมื่อพิจารณา คุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสในบทที่ 2 โดยโครงสร้างของวงจรเป็นมอสทรานซิสเตอร์ M_{25}, M_{26} และ M_{41}, M_{42} เป็นชนิดพี ตามลำดับ ดังนั้น จากรูปที่ 3.15 (ข), (ค) และสมการที่ (3.36), (3.49) กระแส I_{B1_half} และ I_{C1_half} มีค่าเท่ากับ

$$I_{B1_half} = \begin{cases} 0 & \text{if } I_{B1_adjust} < 0 ; I_{B1_adjust} = I_{B1} + I_{F_B1} \\ -I_{B1_adjust} & \text{if } I_{B1_adjust} > 0 ; I_{B1_adjust} = I_{B1} + I_{F_B1} \end{cases} \quad (3.54)$$

และ

$$I_{C1_half} = \begin{cases} 0 & \text{if } I_{C1_adjust} < 0 ; I_{C1_adjust} = I_{C1} + I_{F_C1} \\ -I_{C1_adjust} & \text{if } I_{C1_adjust} > 0 ; I_{C1_adjust} = I_{C1} + I_{F_C1} \end{cases} \quad (3.55)$$

จากสมการที่ (3.53), (3.54), (3.55) สามารถสรุปได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต I_{A1_half} , I_{B1_half} และ I_{C1_half} มีค่าเป็นลบเท่านั้น โดยมีขนาดเท่ากับ I_{A1_adjust} , I_{B1_adjust} และ I_{C1_adjust} ตามลำดับ โดยที่สัญญาณ I_{A1_adjust} , I_{B1_adjust} และ I_{C1_adjust} คือ สัญญาณ I_{A1} , I_{B1} , I_{C1} ที่ถูกปรับเพิ่มออฟเซตของสัญญาณดังที่กล่าวข้างต้น

จากบล็อกไดอะแกรมที่ 3.3 ซึ่งแสดงวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นบวก และครึ่งคลื่นลบทั้ง 6 วงจร อ้างอิงจากทฤษฎีในบทที่ 2 โดยเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวก คือ สัญญาณ I_{A1_half} , I_{B1_half} , และ I_{C1_half} เชื่อมต่อที่โนดเดียวกันทำให้เกิดสัญญาณฟังก์ชันสูงสุด I_{max} และเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบ I_{A2_half} , I_{B2_half} และ I_{C2_half} เชื่อมต่อที่โนดเดียวกันทำให้เกิดสัญญาณฟังก์ชันต่ำสุด I_{min} ดังนั้น จึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$I_{max} = I_{A2_half} + I_{B2_half} + I_{C2_half} \quad (3.56)$$

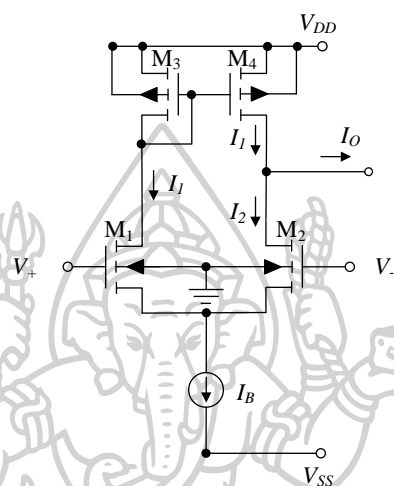
$$I_{min} = I_{A1_half} + I_{B1_half} + I_{C1_half} \quad (3.57)$$

จากนั้น เมื่อเชื่อมต่อสัญญาณ I_{max} และ I_{min} ร่วมกันจะทำให้ได้

$$I_{mid} = I_{max} + I_{min} \quad (3.58)$$

3.1.4 วงจรขยายความนำถ่ายไอออน

จากรูปที่ 3.16 เป็นวงจขยายความนำถ่ายไอออนหรือโอทีเอ ที่อธิบายดังบทที่ 2 แต่อย่างไรก็ตามในบทที่ 2 เป็นการอธิบายส่วนของวงจขยายความนำถ่ายไอออน ในช่วงการทำงาน Strong inversion ในหัวข้อนี้ จึงได้วิเคราะห์ห้วงจขยายความนำถ่ายไอออน ที่ใช้การทำงานช่วง Weak inversion) ดังนั้น เมื่ออาศัยคุณสมบัติของมอสทรานซิสเตอร์ในย่านการทำงาน Weak inversion



รูปที่ 3.16 รูปวงจขยายความนำถ่ายไอออนหรือโอทีเอ

จากสมการที่ (3.1) สามารถเขียนสมการกระแส I_1 และ I_2 ได้ดังนี้

$$I_1 = I_S \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_s}{V_T}} \right) \tag{3.59}$$

และ

$$I_2 = I_S \left(e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_s}{V_T}} \right) \tag{3.60}$$

ดังนั้น

$$I_B = I_1 + I_2 \tag{3.61}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (3.59) และ (3.60) ลงใน (3.61) ทำให้ได้ดังนี้

$$I_B = I_S \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_s}{V_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_s}{V_T}} \right)$$

$$I_B = I_S \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_s}{V_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_s}{V_T}} \right)$$

$$I_B = I_S e^{\frac{V_s}{V_T}} \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} \right)$$

$$\frac{I_B}{\left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} \right)} = I_S e^{-\frac{V_s}{V_T}} \quad (3.62)$$

พิจารณา I_O โดยใช้กฎของกระแสของเคอร์ชอฟฟ์และคุณสมบัติของวงจรสะท้อนกระแสได้

$$\begin{aligned} I_O &= I_S \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_s}{V_T}} \right) - I_S \left(e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_s}{V_T}} \right) \\ I_O &= I_S \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_s}{V_T}} - e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_s}{V_T}} \right) \\ I_O &= I_S e^{-\frac{V_s}{V_T}} \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} - e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} \right) \end{aligned} \quad (3.63)$$

แทนสมการที่ (3.62) ลงในสมการที่ (3.63)

$$I_O = \frac{I_B}{\left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} \right)} \left(e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} - e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} \right) = \frac{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} - e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}}}{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}}} (I_B) \quad (3.64)$$

นำ $e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}}$ คูณทั้งเศษและส่วนในสมการที่ (3.64)

$$\begin{aligned} I_O &= \frac{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} - e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}}}{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}}} (I_B) = \frac{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} - 1}{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} + 1} (I_B) \\ I_O &= \frac{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} - 1}{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} + e^{\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} + 1} (I_B) \end{aligned}$$

จาก $\frac{e^a}{e^b} = e^{a-b}$

$$I_O = \frac{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} - 1}{e^{\frac{V_+ - V_{TH}}{nV_T}} e^{-\frac{V_- - V_{TH}}{nV_T}} + 1} (I_B) = \frac{e^{\frac{V_+ - V_-}{nV_T}} - 1}{e^{\frac{V_+ - V_-}{nV_T}} + 1} (I_B) \quad (3.65)$$

จัดรูปสมการที่ (3.65) นำ 2 คูณทั้งเศษและส่วนยกกำลัง

$$I_O = \frac{e^{\frac{2(V_+ - V_-)}{2nV_T}} - 1}{e^{\frac{2(V_+ - V_-)}{2nV_T}} + 1} (I_B) \quad (3.66)$$

จากวงจรในรูปที่ 3.16 กำหนดให้ $V_{in} = V_+ - V_-$ และจาก $\tanh(x) = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1}$ ดังนั้นสมการที่ (3.66) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$I_O = \frac{e^{\frac{2V_{in}}{2nV_T}} - 1}{e^{\frac{2V_{in}}{2nV_T}} + 1} (I_B) = \frac{e^{2\left(\frac{V_{in}}{2nV_T}\right)} - 1}{e^{2\left(\frac{V_{in}}{2nV_T}\right)} + 1} (I_B)$$

$$I_O = I_B \tanh\left(\frac{V_{in}}{2nV_T}\right) \quad (3.67)$$

จากอนุกรมเทย์เลอร์ในเทอมของ $\tanh X$ สามารถกระจายได้เป็น

$$\tanh X = X - \frac{1}{3} X^3 + \frac{2}{15} X^5 - \dots \quad (3.68)$$

จากสมการที่ (3.68) ดังนั้น สามารถเขียนสมการที่ (3.67) ได้ดังนี้

$$I_O = I_B \left(\frac{V_{in}}{2nV_T}\right) - \frac{1}{3} I_B \left(\frac{V_{in}}{2nV_T}\right)^3 + \frac{2}{15} I_B \left(\frac{V_{in}}{2nV_T}\right)^5 - \dots \quad (3.69)$$

จากสมการที่ (3.68) ถ้า $V_{in} \ll 2nV_T$ ส่งผลให้ตั้งแต่เทอมที่ 2 เป็นต้นไปมีค่าน้อยมาก ๆ ดังนั้น สามารถประมาณค่าอันดับที่ 1 ได้ว่า $\tanh X \approx X$ ดังนั้น สมการที่ (3.69) สามารถเขียนได้เป็น

$$I_O = I_B \left(\frac{V_{in}}{2nV_T}\right) \quad (3.70)$$

หรือ

$$I_O = g_m V_{in} \quad (3.71)$$

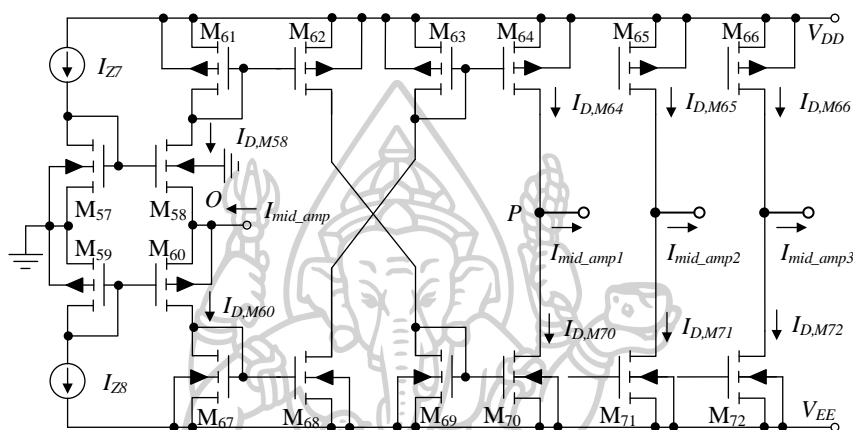
เมื่อ

$$g_m = \frac{I_B}{2nV_T} \quad (3.72)$$

โดย g_m คือ ความนำถ่ายโอน (Transconductance) ของวงจรที่เกิดขึ้น สามารถปรับเปลี่ยนได้จากค่าของกระแส I_B ซึ่งทำให้วงจรดังกล่าวสามารถที่ควบคุมค่า g_m ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่อย่างไรก็ตามค่า g_m นี้ แปรเปลี่ยนไปตามศักย์ค่าความร้อน

จากสมการที่ (3.58) ทำให้ได้สัญญาณ I_{mid} ที่สร้างมาจากการรวมกันของฟังก์ชันสูงสุดและต่ำสุดและจากสมการที่ (3.78) สัญญาณ I_{mid} สามารถควบคุมขนาดได้ด้วยการปรับค่าได้จากกระแสไบแอสภายนอก ซึ่งเข้าเงื่อนไขในการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์ดังทฤษฎีที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.5.1.1 สมการที่ (2.96)

3.1.5 วงจรตามกระแสแบบบวกโหมดกระแส



รูปที่ 3.18 วงจรตามกระแสแบบบวกโหมดกระแส

ในทำนองเดียวกันกับวงจรตามกระแสและวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น โหมดกระแสแบบลบตัวที่ 1, 2 และ 3 ที่ได้อธิบายไปในตอนต้นของหัวข้อนี้ โดยวงจรขยายแบบทรานซิลิเอร์ ($M_{57} - M_{60}$) ที่อธิบายดังบทที่ 2 ต่อกับวงจรสะท้อนกระแส ($M_{61} - M_{72}$) ให้ทำหน้าที่เป็นวงจรตามกระแส เพราะฉะนั้น วงจรตามกระแสโหมดกระแสแบบบวก ดังรูปที่ 3.18 จากความสัมพันธ์วงจรทรานซิลิเอร์

$$V_{GS,M57} + V_{SG,M59} - V_{GS,M58} - V_{SG,M60} = 0 \quad (3.79)$$

เมื่อวิเคราะห์ค่า $V_{GS,M57}$, $V_{SG,M59}$, $V_{GS,M58}$ และ $V_{SG,M60}$ ตามการวิเคราะห์ของวงจรตามกระแสตัวที่ 1 $I_{D,M57} = I_{Z7}$, $I_{D,M59} = I_{Z8}$ กำหนดให้ $I_{Z7} = I_{Z8} = I_Z$ เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (3.79) จึงทำให้สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$I_Z^2 = I_{D,M58} I_{D,M60} \quad (3.80)$$

จัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$I_{D,M58} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} \quad (3.81)$$

วิเคราะห์จากรูปวงจรวจรตามกระแสในรูปที่ 3.18 เมื่อกำหนดกระแสอินพุต I_{mid_amp} เข้าที่โหนด O ในช่วงการทำงานย่าน Subthreshold ทำให้ได้ความสัมพันธ์กระแสขาเดรน จากทรานซิสเตอร์ M_{58} และ M_{60} ได้ดังนี้

$$I_{mid_amp} = I_{D,M60} - I_{D,M58} \quad (3.82)$$

เมื่อแทนค่า $I_{D,M58}$ จากสมการที่ (3.81) ลงในสมการที่ (3.82)

$$I_{D,M60} = \frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} + I_{mid_amp} \quad (3.83)$$

พิจารณาค่ากระแสเอาต์พุต I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} และ I_{mid_amp3} ได้ดังนี้

$$I_{mid_amp1} = I_{D,M64} - I_{D,M70} \quad (3.84)$$

$$I_{mid_amp2} = I_{D,M65} - I_{D,M71} \quad (3.85)$$

และ

$$I_{mid_amp3} = I_{D,M66} - I_{D,M72} \quad (3.86)$$

เมื่อทราบค่ากระแสขาเดรนจากทรานซิสเตอร์ $M_{64} - M_{66}$ และ $M_{70} - M_{72}$ โดยที่ $I_{D,M60} = I_{D,M64} = I_{D,M65} = I_{D,M66}$ และ $I_{D,M58} = I_{D,M70} = I_{D,M71} = I_{D,M72}$ ตามลำดับ เพราะฉะนั้น

$$I_{mid_amp1} = I_{D,M60} - I_{D,M58} \quad (3.87)$$

$$I_{mid_amp2} = I_{D,M60} - I_{D,M58} \quad (3.88)$$

และ

$$I_{mid_amp3} = I_{D,M60} - I_{D,M58} \quad (3.89)$$

แทนค่า (3.82) และ (3.83) ลงในสมการที่ (3.87)-(3.89) จึงทราบค่า I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} และ I_{mid_amp3} ดังนี้

$$I_{mid_amp1} = \left(\frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} + I_{mid_amp} \right) - \frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} = I_{mid_amp} \quad (3.90)$$

$$I_{mid_amp2} = \left(\frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} + I_{mid_amp} \right) - \frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} = I_{mid_amp} \quad (3.91)$$

และ

$$I_{mid_amp3} = \left(\frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} + I_{mid_amp} \right) - \frac{I_Z^2}{I_{D,M60}} = I_{mid_amp} \quad (3.92)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (3.90), (3.91) และ (3.92) สามารถสรุปได้ว่า

$$I_{mid_amp1} = I_{mid_amp2} = I_{mid_amp3} = I_{mid_amp} \quad (3.93)$$

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสร้างรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ที่ได้สังเคราะห์ขึ้นดังแผนผังในรูปที่ 3.2 สามารถสร้างได้โดยการนำสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตามกระแสโหมคกระแสตัวที่ 1, 2 และ 3 คือสัญญาณ I_{A3} , I_{B3} และ I_{C3} จากสมการที่ (3.23) กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตามกระแสแบบบวก คือ I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} และ I_{mid_amp3} จากสมการที่ (3.93) ตามลำดับ เชื่อมต่อกัน โดยที่สัญญาณ I_{A3} เชื่อมต่อกับสัญญาณ I_{mid_amp1} สัญญาณ I_{B3} เชื่อมต่อกับสัญญาณ I_{mid_amp2} และ สัญญาณ I_{C3} เชื่อมต่อกับสัญญาณ I_{mid_amp3} ทำให้สร้างเป็นสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ ได้ตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.5 โดยที่ความสัมพันธ์ของสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$|I_{SV_A} \angle 0^\circ| = I_{A3} + I_{mid_amp1} \quad (3.94)$$

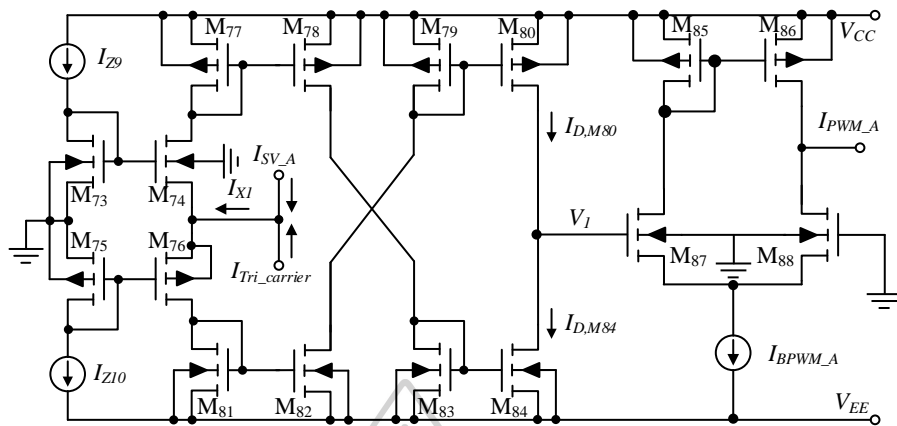
$$|I_{SV_B} \angle 120^\circ| = I_{B3} + I_{mid_amp2} \quad (3.95)$$

$$|I_{SV_C} \angle 240^\circ| = I_{C3} + I_{mid_amp3} \quad (3.96)$$

3.2 การสังเคราะห์ และออกแบบวงจรเปรียบเทียบโหมคกระแส

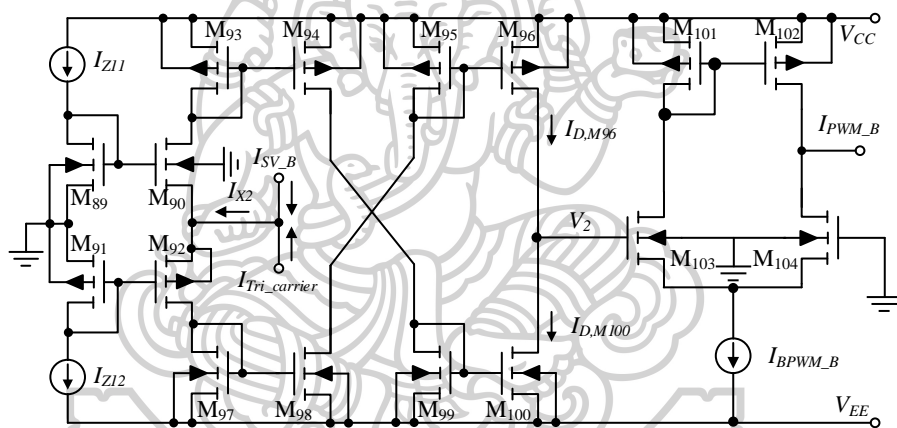
การมอดูเลชันความกว้างพัลส์หรือการสร้างสัญญาณ PWM (I_{PWM}) นั้นสร้างได้จากการเปรียบเทียบระหว่างสองสัญญาณ ได้แก่ สัญญาณพาห้ (Carrier Signals) และสัญญาณอ้างอิง (Reference Signals) ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้สังเคราะห์วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ โหมคกระแสโดยใช้มอสทรานซิสเตอร์ แสดงดังรูปที่ 3.19, 3.20 และ 3.21 เพื่อเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงแบบสเปซเวกเตอร์ 3 เฟส ในรูปที่ 3.2 และสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular Carrier Signal : $I_{tri_carrier}$) ที่มาจากแหล่งจ่ายภายนอกโดยอาศัยหลักการทำงานในช่วงอิมิตัวของวงจรขยายความนำถ่ายโอน และมอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวทำงานในย่าน Weak inversion

Comparator-phase A



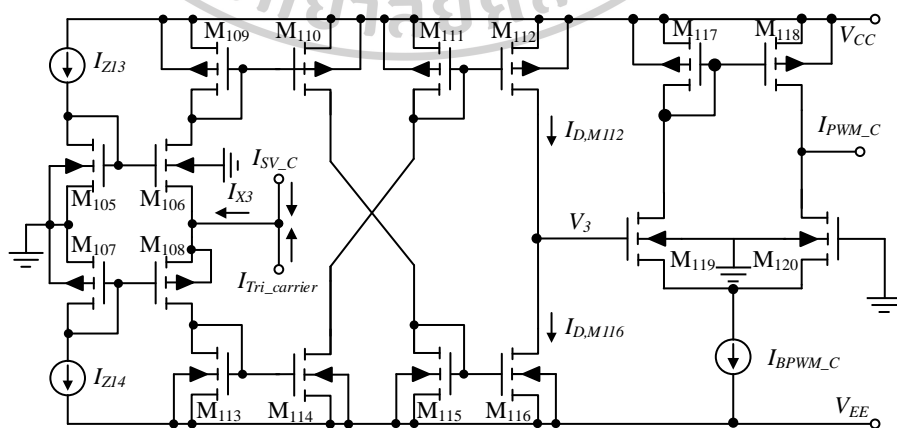
รูปที่ 3.19 บล็อกไคแกรมของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณของสัญญาณอ้างอิงเฟส A

Comparator-phase B



รูปที่ 3.20 บล็อกไคแกรมของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณของสัญญาณอ้างอิงเฟส B

Comparator-phase C



รูปที่ 3.21 บล็อกไคแกรมของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณของสัญญาณอ้างอิงเฟส C

การออกแบบวงจรเปรียบเทียบโหมดกระแสดังกล่าวอาศัยหลักการของ วงจรตามกระแสแบบบวก ต่อร่วมกับวงจรขยายความนำถ่ายไออนที่มีโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์พิจารณากระแสเอาต์พุต (I_o) จากสมการที่ (3.67) แท้จริงนั้นมาจากการประมาณค่าอันดับหนึ่งของอนุกรมเทเลอร์ในพจน์ของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ เพราะฉะนั้นแล้วค่าของ (I_o) มีค่าดังนี้

$$I_o = I_B \tanh\left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{2nV_T}\right) \quad (3.97)$$

โดยที่ V_{in+} และ V_{in-} คือแรงดันอินพุตด้านบวกและลบ ตามลำดับของวงจรขยายความนำถ่ายไออน เมื่อ $V_{in+} - V_{in-} \gg 52mV$ หรือ $V_{in+} - V_{in-} \ll 52mV$ ที่อุณหภูมิห้องหรือ 27 องศาเซลเซียส ทำให้พจน์ของไฮเปอร์โบลิกแทนเจนต์ในสมการที่ (3.97) สามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$\tanh\left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{2nV_T}\right) \approx \begin{cases} 1 & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \gg 52mV \\ -1 & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \ll 52mV \end{cases} \quad (3.98)$$

เมื่อแทนสมการ (3.98) ลงในสมการ (3.97) ดังนั้น (I_o) สามารถเขียนเป็นสมการ (3.99) ทำให้อธิบายได้ว่าเมื่อผลต่างของแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่า $52mV$ มากๆอุปกรณ์จะเข้าสู่การทำงานในช่วงอิมิตัวทำให้ขนาดของ (I_o) ขึ้นอยู่กับกระแสไบแอสภายนอกสามารถเขียนเป็นสมการใหม่ได้ว่า

$$I_o \approx \begin{cases} I_B & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \gg 52mV \\ -I_B & \text{if } V_{in+} - V_{in-} \ll 52mV \end{cases} \quad (3.99)$$

จากรูปที่ 3.19 เมื่อพิจารณาที่โหนด V_1 จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตของวงจรตามกระแสแบบบวกเชื่อมต่อกับขั้วอินพุตของวงจรขยายความนำถ่ายไออน ซึ่งคุณสมบัติของวงจรขยายความนำถ่ายไออนด้านขั้วอินพุตจะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก ๆ ส่งผลทำให้โหนด V_1 มีแรงดันตกคร่อมประมาณแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง จึงสามารถสรุปได้ดังนี้ โดยพิจารณาแรงดันที่ขั้ว V_1 พบว่าในกรณีที่ I_{SV_A} มากกว่าหรือเท่ากับ $I_{tri_carrier}$ ส่งผลให้ I_{X1} มีทิศทางเป็นบวก ซึ่ง V_1 มีค่าประมาณ V_{CC} ถ้า I_{SV_A} น้อยกว่าหรือเท่ากับ $I_{tri_carrier}$ ส่งผลให้ I_{X1} มีทิศทางเป็นลบ ซึ่ง V_1 มีค่าประมาณ V_{EE} โดย V_5 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_1 \approx \begin{cases} V_{CC} & \text{if } I_{X1} \geq 0, \text{ when } I_{SV_A} \geq I_{tri_carrier} \\ V_{EE} & \text{if } I_{X1} \leq 0, \text{ when } I_{SV_A} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.100)$$

เพราะฉะนั้น จากรูปที่ 3.20 และ 3.21 แรงดันที่โหนด V_2 และ V_3 สามารถอธิบายได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_2 \approx \begin{cases} V_{CC} & \text{if } I_{X2} \geq 0, \text{ when } I_{SV_B} \geq I_{tri_carrier} \\ V_{EE} & \text{if } I_{X2} \leq 0, \text{ when } I_{SV_B} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.101)$$

และ

$$V_3 \approx \begin{cases} V_{CC} & \text{if } I_{X3} \geq 0, \text{ when } I_{SV_C} \geq I_{tri_carrier} \\ V_{EE} & \text{if } I_{X3} \leq 0, \text{ when } I_{SV_C} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.102)$$

ดังนั้น เมื่อ V_1, V_2 และ V_3 เชื่อมต่อเข้ากับขั้ว V_{in+} ของวงจรถ่ายโอนที่เอโคโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ M_{85} - M_{88}, M_{101} - M_{104} และ M_{117} - M_{120} ส่งผลให้อุปกรณ์ทั้งหมดทำงานในช่วงอิมิตัว ดังนั้น กระแสเอาต์พุตของวงจรถ่ายโอนที่ 3.19-3.21 มีค่าดังต่อไปนี้

$$I_{P_{PWM_A}} \approx \begin{cases} I_{BP_{PWM_A}} & \text{if } I_{X1} \geq 0, \text{ when } I_{SV_A} \geq I_{tri_carrier} \\ -I_{BP_{PWM_A}} & \text{if } I_{X1} \leq 0, \text{ when } I_{SV_A} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.103)$$

$$I_{P_{PWM_B}} \approx \begin{cases} I_{BP_{PWM_B}} & \text{if } I_{X2} \geq 0, \text{ when } I_{SV_B} \geq I_{tri_carrier} \\ -I_{BP_{PWM_B}} & \text{if } I_{X2} \leq 0, \text{ when } I_{SV_B} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.104)$$

และ

$$I_{P_{PWM_C}} \approx \begin{cases} I_{BP_{PWM_C}} & \text{if } I_{X3} \geq 0, \text{ when } I_{SV_C} \geq I_{tri_carrier} \\ -I_{BP_{PWM_C}} & \text{if } I_{X3} \leq 0, \text{ when } I_{SV_C} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.105)$$

จากสมการ (3.103), (3.104) และ (3.105) พบว่าขนาดของสัญญาณ PWM มีการเปลี่ยนแปลงเป็นสถานะบวกหรือลบ ขึ้นอยู่กับการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์กับสัญญาณพารูปคลื่นสามเหลี่ยม สามารถปรับขนาดได้ด้วย $I_{BP_{PWM_A}}, I_{BP_{PWM_B}}$ และ $I_{BP_{PWM_C}}$ ตามลำดับ

3.3 การวิเคราะห์ค่าดีวีทีไอเคิลของการมอดูเลชันความกว้างพัลส์

จากหลักการมอดูเลชันความกว้างพัลส์ [25] ที่แสดงในรูปที่ 3.22 พบว่า I_{PWM} มีคาบเวลาการเปลี่ยนแปลงพัลส์ เท่ากับ T_0 ซึ่งแบ่งคาบเวลาดังกล่าวได้เป็น 2 ช่วง คือ คาบเวลาการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ซิกลอป (T_1) และคาบเวลาการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ซิกบวค (T_2) โดย T_1 และ T_2 สามารถหาได้จากหลักการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง I_{ref} กับ I_{tri} ดังรูปที่ 3.22 เริ่มต้นช่วงพิจารณาช่วงที่ I_{ref} มีค่าน้อยกว่า I_{tri} ที่ช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 หรือ Δt_2 ซึ่งสามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ดังสมการ

$$\Delta t_2 = \frac{T}{2} - \Delta t_1 - \Delta t_3 \quad (3.106)$$

เมื่อสังเกตจากรูปที่ 3.22 พบว่า Δt_2 เท่ากับคาบเวลาการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ซิกลอป ดังนั้น จึงได้ว่า

$$T_1 = \frac{T}{2} - \Delta t_1 - \Delta t_3 \quad (3.107)$$

ส่วนคาบเวลาการเปลี่ยนแปลงของพัลส์ซิกบวค คือ ช่วงที่ I_{ref} มีค่ามากกว่า I_{tri} ที่ ณ เวลา t_2 ถึง t_5 ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ

$$T_2 = \frac{T}{2} + \Delta t_3 + \Delta t_4 \quad (3.108)$$

เมื่อ Δt_1 คือ ช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงของกระแสสัญญาณสามเหลี่ยมที่เพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง $I_{ref}(t_1)$ ณ เวลา t_0 ถึง t_1

Δt_3 คือ ช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงของกระแสสัญญาณสามเหลี่ยมที่ลดลงจาก $I_{ref}(t_2)$ ถึง 0 ณ เวลา t_2 ถึง t_3

Δt_4 คือ ช่วงเวลาการเปลี่ยนแปลงของกระแสสัญญาณสามเหลี่ยมที่เพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง $I_{ref}(t_5)$ ณ เวลา t_4 ถึง t_5

เราสามารถคำนวณค่าของ Δt_1 , Δt_3 และ Δt_4 ได้จากความสัมพันธ์พื้นที่ใต้กราฟของรูปสามเหลี่ยมที่เรงาในรูปที่ 3.22 ดังนี้

$$\Delta t_1 = \frac{1}{m} \int_0^{I_{ref}(t_1)} dI_{tri} \quad (3.109)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{-m} \int_{I_{ref}(t_2)}^0 dI_{tri} \quad (3.110)$$

$$\Delta t_4 = \frac{1}{m} \int_0^{I_{ref}(t_5)} dI_{tri} \quad (3.111)$$

โดยที่ m คือ ความชันของสัญญาณสามเหลี่ยม คำนวณได้ตามนี้

$$m = \frac{\Delta Y}{\Delta X} = \frac{4|I_{tri}|}{T} \quad (3.112)$$

แทนค่า m ลงในสมการ (3.109), (3.110) และ (3.111) ทำให้ได้สมการใหม่ดังนี้

$$\Delta t_1 = \frac{I_{ref}(t_1)T}{4|I_{tri}|} \quad (3.113)$$

$$\Delta t_3 = \frac{I_{ref}(t_2)T}{4|I_{tri}|} \quad (3.114)$$

และ

$$\Delta t_4 = \frac{I_{ref}(t_5)T}{4|I_{tri}|} \quad (3.115)$$

จากนั้น แทนค่าสมการ (3.113) กับ (3.114) ลงในสมการที่ (3.107) และแทนค่าสมการที่ (3.114) กับ (3.115) ลงในสมการที่ (3.108) ทำให้ T_1 และ T_2 สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$T_1 = \frac{T}{2} - \frac{I_{ref}(t_1)T}{4|I_{tri}|} - \frac{I_{ref}(t_2)T}{4|I_{tri}|} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{I_{ref}(t_1) + I_{ref}(t_2)}{2|I_{tri}|} \right) \quad (3.116)$$

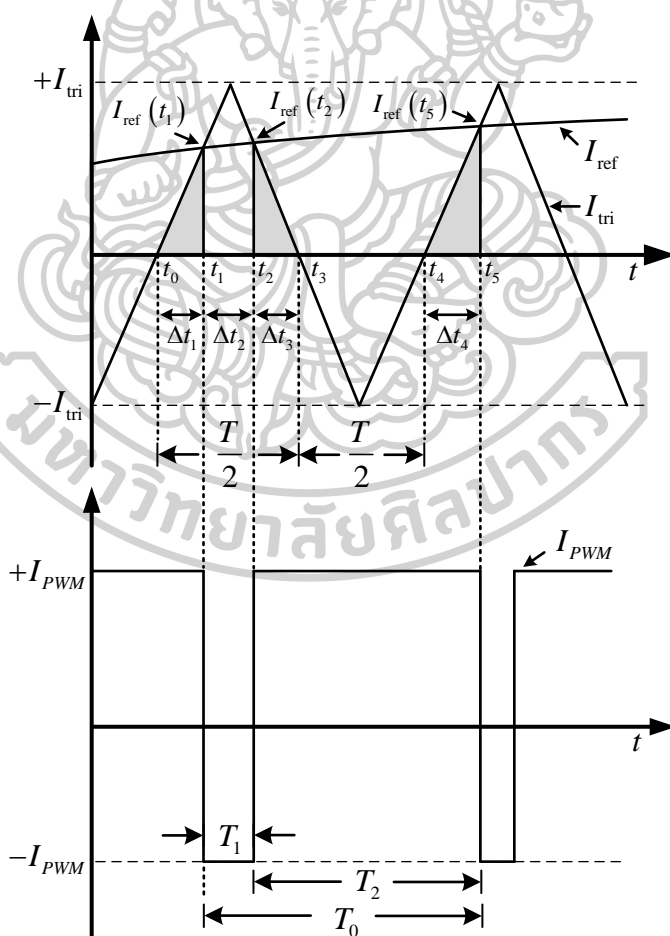
และ

$$T_2 = \frac{T}{2} + \frac{I_{ref}(t_2)T}{4|I_{tri}|} + \frac{I_{ref}(t_5)T}{4|I_{tri}|} = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{I_{ref}(t_2) + I_{ref}(t_5)}{2|I_{tri}|} \right) \quad (3.117)$$

เนื่องด้วยการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณพาหุรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ตำแหน่งเวลา t_1 , t_2 และ t_5 มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับสัญญาณอ้างอิง จึงสามารถประมาณค่า $I_{ref}(t_1)$, $I_{ref}(t_2)$ และ $I_{ref}(t_5)$ ได้ดังนี้ $I_{ref}(t_1) \approx I_{ref}(t_2) \approx I_{ref}(t_5) \approx I_{ref}(t)$ เมื่อ $I_{ref}(t)$ คือ ค่าประมาณของระดับสัญญาณอ้างอิงในช่วงที่มีค่ามากกว่าสัญญาณพาหุสามเหลี่ยมในคาบการเปลี่ยนแปลงพัลส์ เพราะฉะนั้นสมการ (3.116) และ (3.117) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$T_1 = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{I_{ref}(t)}{|I_{tri}|} \right) \quad (3.118)$$

$$T_2 = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{I_{ref}(t)}{|I_{tri}|} \right) \quad (3.119)$$



รูปที่ 3.22 หลักการมอดูเลชันความกว้างพัลส์โดยการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างสัญญาณอ้างอิง รูปคลื่นสเปซเวกเตอร์กับสัญญาณพาหุรูปคลื่นสามเหลี่ยมสำหรับการสร้างสัญญาณ PWM

จากสมการที่กล่าวมานั้น ทำให้สามารถคำนวณหาอัตราส่วนความกว้างพัลส์ หรือที่เรียกว่าค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle : D) ที่มีกรคิดให้ออกมาเป็นเปอร์เซ็นต์ (%) ได้ดังนี้

$$D(\%) = \frac{T_2}{T_0} \times 100\% = \frac{T_2}{T_1 + T_2} \times 100\% = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{I_{ref}(t)}{|I_{tri}|} \right) \times 100\% \quad (3.120)$$

จากสมการ (3.120) พบว่าค่าดิวตี้ไซเคิลแปรผันไปตามสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยม และสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์ ดังนั้น จึงสามารถคำนวณค่าดิวตี้ไซเคิลของสัญญาณ PWM แต่ละสัญญาณ ได้ดังนี้

$$D_{PWM1}(\%) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{I_{SV_A}(t)}{|I_{tri}|} \right) \times 100\% \quad (3.121)$$

$$D_{PWM2}(\%) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{I_{SV_B}(t)}{|I_{tri}|} \right) \times 100\% \quad (3.122)$$

$$D_{PWM3}(\%) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{I_{SV_C}(t)}{|I_{tri}|} \right) \times 100\% \quad (3.123)$$

3.4 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติ

หัวข้อนี้ เป็นการวิเคราะห์ผลกระทบของแต่ละวงจร ที่เกิดค่าความเบี่ยงเบน เนื่องจากการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ไม่เหมือนกันทุกประการและกระแสออฟเซต (Offset current) ที่เกิดขึ้น เมื่อคำนึงถึงค่าความเบี่ยงเบนไปจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ไม่เหมือนกันทุกประการและกระแสออฟเซตของกระแสเอาต์พุตของวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกในโหมดกระแส โดยแบ่งเป็นหัวข้อดังนี้

3.4.1 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก โหมดกระแส

ค่าความเบี่ยงเบน ไปจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ไม่เหมือนกันทุกประการและกระแสออฟเซตของกระแสเอาต์พุตของวงจรตามกระแสโหมดกระแสแบบลบตัวที่ 1 จากสมการที่ (3.23) สามารถเขียนแสดงได้ดังสมการที่ (3.124) วงจรตามกระแสโหมดกระแสแบบลบตัวที่ 2 จากสมการที่ (3.36) สามารถเขียนแสดงได้ดังสมการ (3.125) วงจรตามกระแสโหมดกระแสแบบลบตัวที่ 3 จากสมการที่ (3.49) สามารถเขียนแสดงได้ดังสมการที่ (3.126)

$$I_{A1} = I_{A2} = I_{A3} = -\alpha_{CF1} I_{IN_A} + I_{dc,CF1} \quad (3.124)$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} = -\alpha_{CF2} I_{IN_B} + I_{dc,CF2} \quad (3.125)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = -\alpha_{CF3} I_{IN_C} + I_{dc,CF3} \quad (3.126)$$

ถัดมาวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกรวมมีเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไป พร้อมทั้งพิจารณาผลกระทบจากไฟฟ้ากระแสตรงและค่าความเบี่ยงเบนที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกรวมตัวที่ 1 ได้จากสมการที่ (3.50) เขียนได้ดังสมการที่ (3.127) วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกรวมตัวที่ 2 ได้จากสมการที่ (3.51) เขียนได้ดังสมการที่ (3.128) และ วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกรวมตัวที่ 3 ได้จากสมการที่ (3.52) เขียนได้ดังสมการที่ (3.129)

$$I_{A2_half} = \alpha_{pos-hw1} I_{A2_adjust} + I_{dc,pos-hw1} \quad \text{if} \quad I_{A2_adjust} < 0 \quad (3.127)$$

$$I_{B2_half} = \alpha_{pos-hw2} I_{B2_adjust} + I_{dc,pos-hw2} \quad \text{if} \quad I_{B2_adjust} < 0 \quad (3.128)$$

$$I_{C2_half} = \alpha_{pos-hw3} I_{C2_adjust} + I_{dc,pos-hw3} \quad \text{if} \quad I_{C2_adjust} < 0 \quad (3.129)$$

เมื่อ

$$I_{A2_adjust} = I_{A2} + I_{F_A2} = (-\alpha_{CF1} I_{IN_A} + I_{dc,CF1}) + I_{F_A2} \quad (3.130)$$

$$I_{B2_adjust} = I_{B2} + I_{F_B2} = (-\alpha_{CF2} I_{IN_B} + I_{dc,CF2}) + I_{F_B2} \quad (3.131)$$

$$I_{C2_adjust} = I_{C2} + I_{F_C2} = (-\alpha_{CF3} I_{IN_C} + I_{dc,CF3}) + I_{F_C2} \quad (3.132)$$

ถัดมาวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบมีเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไป พร้อมทั้งพิจารณาผลกระทบจากไฟฟ้ากระแสตรงและค่าความเบี่ยงเบนที่เกิดจากวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบตัวที่ 1 ได้จากสมการที่ (3.53) เขียนได้ดังสมการที่ (3.133) วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกรวมตัวที่ 2 ได้จากสมการที่ (3.54) เขียนได้ดังสมการที่ (3.134) และ วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกรวมตัวที่ 3 ได้จากสมการที่ (3.55) เขียนได้ดังสมการที่ (3.135)

$$I_{A1_half} = \alpha_{neg-hw1} I_{A1_adjust} + I_{dc,neg-hw1} \quad \text{if} \quad I_{A1_adjust} > 0 \quad (3.133)$$

$$I_{B1_half} = \alpha_{neg-hw2} I_{B1_adjust} + I_{dc,neg-hw2} \quad \text{if} \quad I_{B1_adjust} > 0 \quad (3.134)$$

$$I_{C1_half} = \alpha_{neg-hw3} I_{C1_adjust} + I_{dc,neg-hw3} \quad \text{if} \quad I_{C1_adjust} > 0 \quad (3.135)$$

เมื่อ

$$I_{A1_adjust} = I_{A1} + I_{F_A1} = (-\alpha_{CF1} I_{IN_A} + I_{dc,CF1}) + I_{F_A1} \quad (3.136)$$

$$I_{B1_adjust} = I_{B1} + I_{F_B1} = (-\alpha_{CF2} I_{IN_B} + I_{dc,CF2}) + I_{F_B1} \quad (3.137)$$

$$I_{C1_adjust} = I_{C1} + I_{F_C1} = (-\alpha_{CF3} I_{IN_C} + I_{dc,CF3}) + I_{F_C1} \quad (3.138)$$

ในการทำงานเดียวกัน ดังนั้น สัญญาณ I_{mid_amp} ของวงจรขยายความนำถ่ายโอนจากสมการที่ (3.78) มีค่าดังนี้

$$I_{mid_amp} = \alpha_{amp} \frac{I_{B2}}{I_{B1}} I_{mid} + I_{dc,amp} \quad (3.139)$$

อีกทั้งสัญญาณ I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} และ I_{mid_amp3} จากวงจรตามกระแสแบบบวก ในสมการที่ (3.93) ค่าความเบี่ยงเบน เนื่องจาก การทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ไม่เหมือนกันทุก ประการและกระแสออฟเซต (Offset Current) ที่เกิดขึ้นเมื่อคำนึงถึงค่าความเบี่ยงเบน ไปจาก คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ไม่เหมือนกันทุกประการและกระแสออฟเซตของกระแส เอาต์พุตสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_{mid_amp1} = I_{mid_amp2} = I_{mid_amp3} = \alpha_{CF4} I_{mid_amp} + I_{dc,CF4} \quad (3.140)$$

ดังนั้น เมื่อนำกระแสในสมการ (3.124) รวมกับ (3.140) ทำให้สามารถคำนวณ ขนาดของสัญญาณ $I_{SV_A} < 0^\circ$ ได้ดังนี้

$$|I_{SV_A} < 0^\circ| = (-\alpha_{CF1} I_{IN_A} + I_{dc,CF1}) + (\alpha_{CF4} I_{mid_amp} + I_{dc,CF4}) \quad (3.141)$$

นำกระแสในสมการ (3.125) รวมกับ (3.140) ทำให้สามารถคำนวณขนาดของสัญญาณ $I_{SV_B} < 120^\circ$ ได้ดังนี้

$$|I_{SV_B} < 120^\circ| = (-\alpha_{CF2} I_{IN_B} + I_{dc,CF2}) + (\alpha_{CF4} I_{mid_amp} + I_{dc,CF4}) \quad (3.142)$$

และเมื่อนำกระแสในสมการ (3.126) รวมกับ (3.140) ทำให้สามารถคำนวณขนาดของสัญญาณ $I_{SV_C} < 240^\circ$ ได้ดังนี้

$$|I_{SV_C} < 240^\circ| = (-\alpha_{CF3} I_{IN_C} + I_{dc,CF3}) + (\alpha_{CF4} I_{mid_amp} + I_{dc,CF4}) \quad (3.143)$$

จากสมการที่ (3.141)-(3.143) เห็นได้ว่าค่า α และ I_{dc} ส่งผลทำให้ค่าขนาดของสัญญาณ $I_{SV_A} < 0^\circ$, $I_{SV_B} < 120^\circ$ และ $I_{SV_C} < 240^\circ$ เบี่ยงเบนไปจากกรณีอุดมคติที่วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.94), (3.95) และ (3.96)

3.4.2 การวิเคราะห์กรณีไม่เป็นอุดมคติของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ

วงจรเปรียบเทียบรูปที่ 3.19-3.21 ซึ่งใช้หลักการทำงานในช่วงอิมิตัวของวงจรขยาย ความนำถ่ายโอนที่มีโครงสร้างทรานซิสเตอร์ ซึ่งได้อธิบายไว้ดังหัวข้อที่ 3.2 ดังนั้น แรงดันที่โหนด V_1 , V_2 และ V_3 จึงมีค่าดังนี้

$$V_1 \approx \begin{cases} \gamma_1 V_{CC} & \text{if } I_{X1} \geq 0, \text{ when } I_{SV_A} \geq I_{tri_carrier} \\ \gamma_1 V_{EE} & \text{if } I_{X1} \leq 0, \text{ when } I_{SV_A} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.144)$$

$$V_2 \approx \begin{cases} \gamma_2 V_{CC} & \text{if } I_{X2} \geq 0, \text{ when } I_{SV_B} \geq I_{tri_carrier} \\ \gamma_2 V_{EE} & \text{if } I_{X2} \leq 0, \text{ when } I_{SV_B} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.145)$$

และ

$$V_3 \approx \begin{cases} \gamma_3 V_{CC} & \text{if } I_{X3} \geq 0, \text{ when } I_{SV_C} \geq I_{tri_carrier} \\ \gamma_3 V_{EE} & \text{if } I_{X3} \leq 0, \text{ when } I_{SV_C} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.146)$$

จากสมการ (3.144), (3.145) และ (3.146) จะเห็นได้ว่า V_1 , V_2 และ V_3 มีค่าประมาณแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่มีสัมประสิทธิ์ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน ทำให้ V_1 , V_2 และ V_3 มีค่าเบี่ยงเบนไปจากไฟเลี้ยงมากยิ่งขึ้น ซึ่งอาจจะส่งผลกระทบต่อการทำงานในช่วงอิมิตัวของอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ ทว่าการออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันไฟเลี้ยงที่ผู้วิจัยกำหนด คือ $\pm 0.7V$ เพราะฉะนั้นค่า γ จึงไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานช่วงอิมิตัวของวงจรเปรียบเทียบกับโหมดกระแส ดังนั้น ค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับ A, B และ C แสดงได้ดังสมการเหล่านี้

$$I_{PWM_A} \approx \begin{cases} \alpha_{PWM1} I_{BPwm_A} & \text{if } I_{X1} \geq 0, \text{ when } I_{SV_A} \geq I_{tri_carrier} \\ -\alpha_{PWM1} I_{BPwm_A} & \text{if } I_{X1} \leq 0, \text{ when } I_{SV_A} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.147)$$

$$I_{PWM_B} \approx \begin{cases} \alpha_{PWM2} I_{BPwm_B} & \text{if } I_{X2} \geq 0, \text{ when } I_{SV_B} \geq I_{tri_carrier} \\ -\alpha_{PWM2} I_{BPwm_B} & \text{if } I_{X2} \leq 0, \text{ when } I_{SV_B} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.148)$$

และ

$$I_{PWM_C} \approx \begin{cases} \alpha_{PWM3} I_{BPwm_C} & \text{if } I_{X3} \geq 0, \text{ when } I_{SV_C} \geq I_{tri_carrier} \\ -\alpha_{PWM3} I_{BPwm_C} & \text{if } I_{X3} \leq 0, \text{ when } I_{SV_C} \leq I_{tri_carrier} \end{cases} \quad (3.149)$$

3.4.3 การวิเคราะห์ค่าความถี่ไซเคิลของการมอดูเลชันความกว้างพัลส์กรณีไม่เป็นอุดมคติ

เนื่องจาก ค่าความถี่ไซเคิลที่ได้วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 3.3 มีความสัมพันธ์กับขนาดของสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ ดังนั้น ค่าความถี่ไซเคิลจึงได้รับผลกระทบต่อความไม่เป็นอุดมคติของสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ส่งผลให้สมการ (3.150), (3.151) และ (3.152) เปลี่ยนเป็นดังนี้

$$D_{PWM1}(\%) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\alpha_{SV_A} I_{SV_A}(t)}{|I_{tri}|} \right) \times 100\% \quad (3.150)$$

$$D_{PWM2}(\%) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\alpha_{SV_B} I_{SV_B}(t)}{|I_{tri}|} \right) \times 100\% \quad (3.151)$$

$$D_{PWM3}(\%) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\alpha_{SV_C} I_{SV_C}(t)}{|I_{tri}|} \right) \times 100\% \quad (3.152)$$

จากสมการที่ (3.150)-(3.152) เห็นได้ว่าค่า α_{SV_A} , α_{SV_B} และ α_{SV_C} ส่งผลทำให้ค่าความถี่ไซเคิลของสัญญาณ PWM1, PWM2 และ PWM3 เบี่ยงเบนไปจากกรณีอุดมคติที่วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.121), (3.122) และ (3.123)

โดยที่ α_{CF1} คือ ค่าความเบี่ยงเบนไปจากหนึ่งอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ไม่เหมือนกันของวงจรตามกระแสแบบลบ โหมดกระแสตัวที่ 1

α_{SV_C} คือ ค่าความเบี่ยงเบน ไปจากหนึ่งอันเนื่องมาจากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่ไม่เหมือนกันของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปกเตอร์

$I_{dc,CF1}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 1

$I_{dc,CF2}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 2

$I_{dc,CF3}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 3

$I_{dc,CF4}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 3

$I_{dc,pos-hw1}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 1

$I_{dc,pos-hw2}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 2

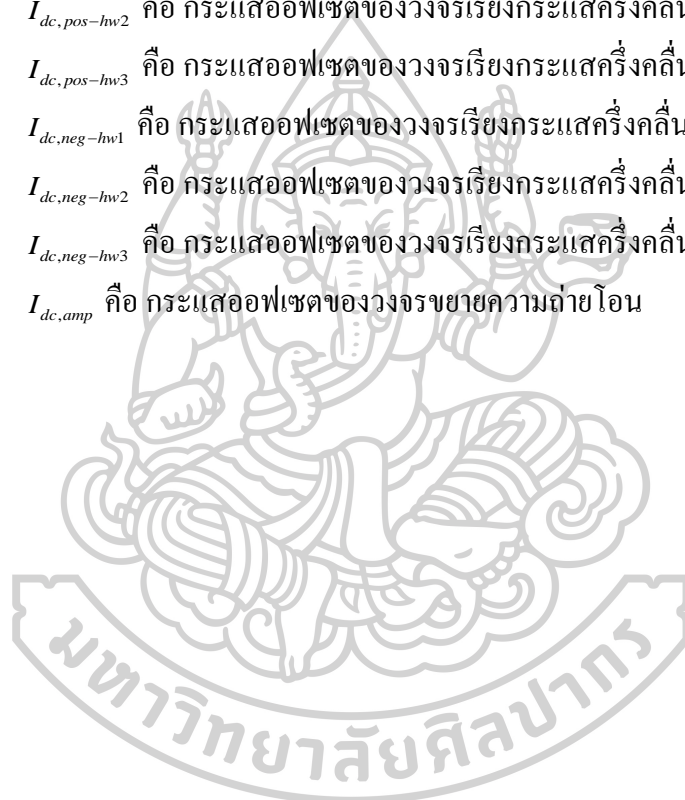
$I_{dc,pos-hw3}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 3

$I_{dc,neg-hw1}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบตัวที่ 1

$I_{dc,neg-hw2}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบตัวที่ 2

$I_{dc,neg-hw3}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบตัวที่ 3

$I_{dc,amp}$ คือ กระแสออฟเซตของวงจรรขยายความถี่ไอออน



บทที่ 4

การทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

ในบทนี้ เป็นบทที่แสดงผลการทดลองของวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกใน โหมดกระแสที่ได้สังเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 ด้วยการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSpice เพื่อยืนยันถึงประสิทธิภาพวงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้น ใช้โครงสร้างวงจรเป็นเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ชนิดพี (Level 3) และชนิดเอ็น (Level 7) โดยตารางที่ 4.1 แสดงขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ในแต่ละตัวที่ใช้ในการสังเคราะห์ และช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์จากการเปรียบเทียบกระแสขาเดรนจากการวัดกับค่าพารามิเตอร์ I_{D0} โดยใช้เงื่อนไขตามสมการที่ (2.13) พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของมอสทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงไว้ในภาคผนวก ข

หัวข้อนี้ ได้แสดงผลการทดสอบคุณสมบัติและสมรรถนะของวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกใน โหมดกระแสตามที่ได้สังเคราะห์และออกแบบและวิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 สำหรับการมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่สมบูรณ์ดังทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.5 นั้นจำเป็นต้องมีการดัดแปลงสัญญาณอ้างอิงไซน์ทั้ง 3 เฟส ที่มีความต่างเฟส 120 องศา ให้เป็นรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ดังรูปที่ 2.39 ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงออกแบบสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ 3 เฟส ด้วยสัญญาณไซน์ขนาด $100nA_{peak}$ และความถี่ $50Hz$ มอดูเลตกับสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาด $90nA_{peak}$ และความถี่เท่ากับ $2kHz$ ซึ่งความถี่ของสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์เป็นความถี่หลักมูลของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการมอดูเลชันความกว้างพัลส์นี้ ดังนั้น อัตรามอดูเลตด้านขนาด (m_a) เท่ากับ 1.12 โดยอยู่ในช่วงโอเวอร์มอดูเลชันและอัตรามอดูเลตด้านความถี่ (m_f) เท่ากับ 40 โดยค่า (m_a) และ (m_f) ที่ออกแบบมานั้นคำนวณได้จากสมการ (2.34) และ (2.35) ตามลำดับ เพื่อให้การมอดูเลชันเป็นไปตามค่าที่ได้ออกแบบ จึงกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้กับวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์ดังตารางที่ 4.2 ดังนั้น จึงแบ่งวิธีการทดสอบสมรรถนะของวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์ที่สังเคราะห์เป็นดังนี้

4.1 การทดสอบสมรรถนะของวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ 3 เฟส

4.2 การทดสอบของวงจรเปรียบเทียบโหมดกระแส

ตารางที่ 4.1 ชื่อวงจร ชนิดและอัตราส่วน W/L ของมอสทรานซิสเตอร์ และช่วงการทำงานของมอสทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในการตั้งคราะห์วงจรมอดูเลชัน

ความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกใน โหมดกระแส

ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาเดรนจากกรวด (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากกรวัด (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion	
วงจรตามกระแสแบบสับตัวที่ 1	M ₁	NMOS	0.2/1	0.10	0.954	✓	
	M ₂	NMOS	0.2/1	0.15	0.954	✓	
	M ₃	PMOS	0.2/1	-0.10	0.356	✓	
	M ₄	PMOS	0.2/1	-0.05	0.356	✓	
	M ₅	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓	
	M ₆	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓	
	M ₇	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓	
	M ₈	PMOS	0.2/1	0.00	0.356	✓	
	M ₁₁	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓	
	M ₁₂	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓	
	M ₁₃	NMOS	1/25	0.11	0.191	✓	
	M ₁₄	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓	
	วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นสับตัวที่ 1	M ₉	PMOS	0.2/50	0.00	0.007	✓
		M ₁₀	PMOS	0.2/50	0.00	0.007	✓

ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาทรานซิสเตอร์ (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากการคำนวณ (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion
วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นหลอดตัวที่ 1	M ₁₅	NMOS	1/25	0.11	0.191	✓
	M ₁₆	NMOS	1/25	0.05	0.191	✓
	M ₁₇	NMOS	0.2/1	0.00	0.954	✓
	M ₁₈	NMOS	0.2/1	0.15	0.954	✓
	M ₁₉	PMOS	0.2/1	-0.10	0.356	✓
	M ₂₀	PMOS	0.2/1	-0.05	0.356	✓
	M ₂₁	PMOS	0.2/1	-0.06	0.356	✓
	M ₂₂	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓
	M ₂₃	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓
	M ₂₄	PMOS	0.2/1	0.00	0.356	✓
วงจรตามกระแสแบบหลอดตัวที่ 2	M ₂₇	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓
	M ₂₈	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓
	M ₂₉	NMOS	1/25	0.08	0.191	✓
	M ₃₀	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓
	M ₂₅	PMOS	0.2/50	0.00	0.007	✓
	M ₂₆	PMOS	0.2/50	0.00	0.007	✓
วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นหลอดตัวที่ 2						

ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาทรานซิสเตอร์ (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากกรคำนวณ (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion
วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นบวกรวมตัวที่ 2	M ₃₁	NMOS	1/25	0.06	0.191	✓
	M ₃₂	NMOS	1/25	0.05	0.191	✓
	M ₃₃	NMOS	0.2/1	0.10	0.954	✓
	M ₃₄	NMOS	0.2/1	0.15	0.954	✓
	M ₃₅	PMOS	0.2/1	0.08	0.356	✓
	M ₃₆	PMOS	0.2/1	-0.05	0.356	✓
	M ₃₇	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓
	M ₃₈	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓
	M ₃₉	PMOS	0.2/1	-0.08	0.356	✓
	M ₄₀	PMOS	0.2/1	0.00	0.356	✓
วงจรตามกระแสแบบลบตัวที่ 3	M ₄₃	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓
	M ₄₄	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓
	M ₄₅	NMOS	1/25	0.17	0.191	✓
	M ₄₆	NMOS	1/25	0.18	0.191	✓
	M ₄₁	PMOS	0.2/50	0.00	0.007	✓
	M ₄₂	PMOS	0.2/50	0.00	0.007	✓
วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นลบตัวที่ 3						

ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาทรานซิสเตอร์ (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากกรคำนวณ (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion
วงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นบวกราวที่ 3	M ₄₇	NMOS	1/25	0.17	0.191	✓
	M ₄₈	NMOS	1/25	0.05	0.191	✓
วงจรถ่ายกระแส	M ₄₉	PMOS	0.2/1	-0.02	8.903	✓
	M ₅₀	PMOS	0.2/1	-0.02	8.903	✓
	M ₅₁	NMOS	0.2/4	0.05	0.238	✓
	M ₅₂	NMOS	0.2/4	0.07	0.238	✓
	M ₅₃	PMOS	0.2/1	0.04	8.903	✓
	M ₅₄	PMOS	0.2/1	0.00	8.903	✓
	M ₅₅	NMOS	0.2/4	0.03	0.238	✓
	M ₅₆	NMOS	0.2/4	0.02	0.238	✓
	M ₅₇	NMOS	0.2/1	0.10	0.954	✓
	M ₅₈	NMOS	0.2/1	0.11	0.954	✓
วงจรถ่ายกระแสแบบบวก โหมดกระแสตัวที่ 4	M ₅₉	PMOS	0.2/1	0.10	0.356	✓
	M ₆₀	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₆₁	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₆₂	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓

ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาทรานซิสเตอร์ (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากกรคำนวณ (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion
วงจรตามกระแสแบบบวก โหมดกระแสตัวที่ 4	M ₆₃	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₆₄	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₆₅	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₆₆	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₆₇	NMOS	1/25	0.12	0.191	✓
	M ₆₈	NMOS	1/25	0.12	0.191	✓
	M ₆₉	NMOS	1/25	0.11	0.191	✓
	M ₇₀	NMOS	1/25	0.11	0.191	✓
	M ₇₁	NMOS	1/25	0.11	0.191	✓
	M ₇₂	NMOS	1/25	0.11	0.191	✓
	M ₇₃	NMOS	0.2/1	0.10	0.954	✓
	M ₇₄	NMOS	0.2/1	0.20	0.954	✓
	M ₇₅	PMOS	0.2/1	-0.10	0.356	✓
	M ₇₆	PMOS	0.2/1	-0.01	0.356	✓
วงจรเปรียบเทียบเฟส A	M ₇₇	PMOS	0.2/1	-0.05	0.356	✓
	M ₇₈	PMOS	0.2/1	-0.07	0.356	✓

ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาเดรนจากกรวด (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากกรวด (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion
วงจรเปรียบเทียบเฟส A	M ₇₉	PMOS	0.2/1	-0.02	0.356	✓
	M ₈₀	PMOS	0.2/1	-0.02	0.356	✓
	M ₈₁	NMOS	1/25	0.17	0.954	✓
	M ₈₂	NMOS	1/25	0.18	0.954	✓
	M ₈₃	NMOS	1/25	0.20	0.954	✓
	M ₈₄	NMOS	1/25	0.15	0.954	✓
	M ₈₅	PMOS	0.2/1	0.05	0.356	✓
	M ₈₆	PMOS	0.2/1	0.00	0.356	✓
	M ₈₇	NMOS	0.2/0.2	0.10	4.769	✓
	M ₈₈	NMOS	0.2/0.2	0.10	4.769	✓
	M ₈₉	NMOS	0.2/1	0.10	0.954	✓
	M ₉₀	NMOS	0.2/1	0.20	0.954	✓
	M ₉₁	PMOS	0.2/1	-0.10	0.356	✓
	M ₉₂	PMOS	0.2/1	-0.01	0.356	✓
M ₉₃	PMOS	0.2/1	-0.06	0.356	✓	
M ₉₄	PMOS	0.2/1	-0.06	0.356	✓	
วงจรเปรียบเทียบเฟส B						

ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาเข้าจากกรวด (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากกรวด (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion
วงจรเปรียบเทียบเฟส B	M ₉₅	PMOS	0.2/1	-0.02	0.356	✓
	M ₉₆	PMOS	0.2/1	-0.02	0.356	✓
	M ₉₇	NMOS	1/25	0.23	0.954	✓
	M ₉₈	NMOS	1/25	0.24	0.954	✓
	M ₉₉	NMOS	1/25	0.20	0.954	✓
	M ₁₀₀	NMOS	1/25	0.11	0.954	✓
	M ₁₀₁	PMOS	0.2/1	0.04	0.356	✓
	M ₁₀₂	PMOS	0.2/1	0.03	0.356	✓
	M ₁₀₃	NMOS	0.2/0.2	0.10	4.769	✓
	M ₁₀₄	NMOS	0.2/0.2	0.10	4.769	✓
วงจรเปรียบเทียบเฟส C	M ₁₀₅	NMOS	0.2/1	0.10	0.954	✓
	M ₁₀₆	NMOS	0.2/1	0.11	0.954	✓
	M ₁₀₇	PMOS	0.2/1	-0.10	0.356	✓
	M ₁₀₈	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₁₀₉	PMOS	0.2/1	-0.05	0.356	✓
	M ₁₁₀	PMOS	0.2/1	-0.05	0.356	✓

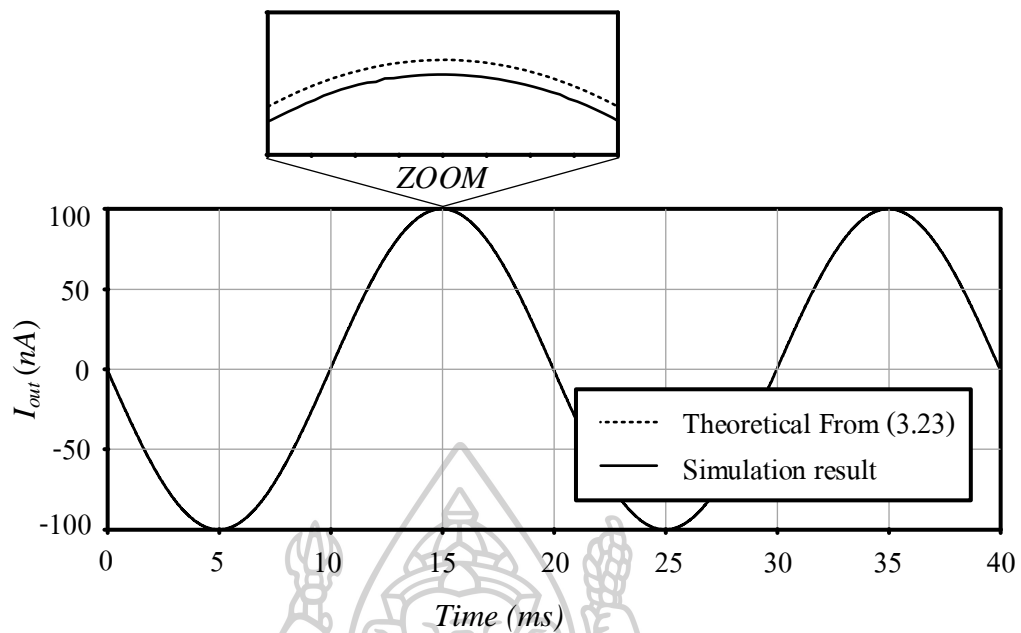
ชื่อวงจร	ชื่อของทรานซิสเตอร์	ชนิด	W/L ($\mu\text{m} / \mu\text{m}$)	ค่ากระแสขาเดรนจากกรวด (μA)	ค่า $0.1I_{D0}$ จากกรวด (μA)	ทำงานในย่าน Weak inversion
วงจรเปรียบเทียบเฟส C	M ₁₁₁	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₁₁₂	PMOS	0.2/1	-0.09	0.356	✓
	M ₁₁₃	NMOS	1/25	0.24	0.954	✓
	M ₁₁₄	NMOS	1/25	0.26	0.954	✓
	M ₁₁₅	NMOS	1/25	0.11	0.954	✓
	M ₁₁₆	NMOS	1/25	0.11	0.954	✓
	M ₁₁₇	PMOS	0.2/1	0.00	0.356	✓
	M ₁₁₈	PMOS	0.2/1	0.00	0.356	✓
	M ₁₁₉	NMOS	0.2/0.2	0.10	4.769	✓
	M ₁₂₀	NMOS	0.2/0.2	0.10	4.769	✓

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์โหมดกระแส

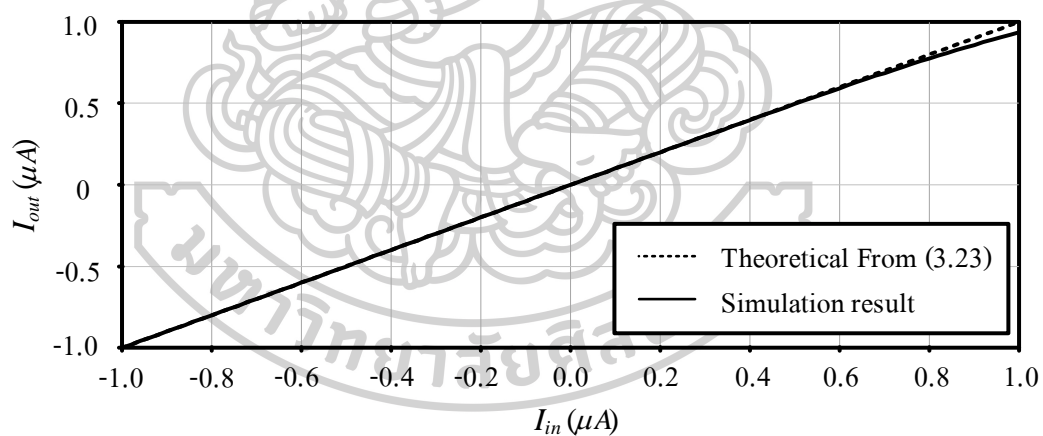
พารามิเตอร์	แอมพลิจูด
I_{IN_A}	$100nA_{peak} \angle 0^\circ$
I_{IN_B}	$100nA_{peak} \angle 120^\circ$
I_{IN_C}	$100nA_{peak} \angle 240^\circ$
$I_{Z1} - I_{Z14}$	$100nA$
$I_{F_A1}, I_{F_B1}, I_{F_C1}$	$-50nA$
$I_{F_A2}, I_{F_B2}, I_{F_C2}$	$50nA$
$I_{BPwm_A}, I_{BPwm_B}, I_{BPwm_C}$	$100nA$
$I_{tri_carrier}$	$90nA_{peak}$

4.1 วงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์

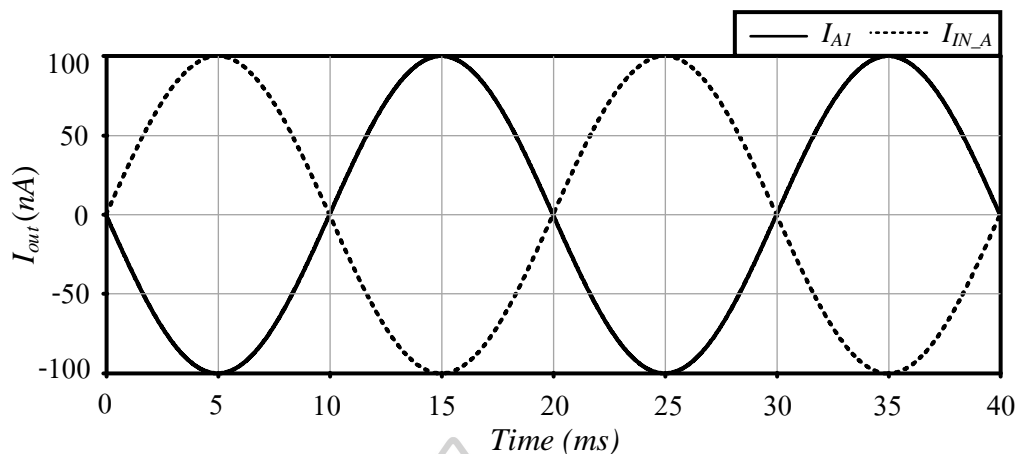
ขั้นต้นเป็นการทดสอบวงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์ดังแผนภาพที่ 3.2 โดยวงจรแรกที่ทำกรทดสอบวงจรแรกคือ วงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสในรูปที่ 3.4 เทียบกับสมการที่ (3.23) เมื่อกำหนดให้ $I_{IN_A} = 100nA_{peak} \angle 0^\circ$ และความถี่เท่ากับ $50Hz$ โดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงกระแสตรงที่ $\pm 0.7V$ พบว่า ผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็น วงจรตามกระแสและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ดังสมการที่ (3.23) ตามที่คาดการณ์ไว้ดังแสดงในรูปที่ 4.1 แต่ก็เนื่องด้วย ความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ ดังนั้น ทำให้เกิดค่าเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎี โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดที่ 0.045% ส่วนรูปที่ 4.2 เป็นผลตอบสนองทางไฟฟ้ากระแสตรงโดยปรับเปลี่ยน I_m จาก $-1 \mu A$ ถึง $1 \mu A$ จากผลการจำลองนี้ เห็นได้ว่า ช่วงอินพุตของวงจรตามกระแส สอดคล้องกับสมการที่ (3.23) มากที่สุดอยู่ในช่วง $-500nA$ ถึง $500nA$ เนื่องจากอินพุตของวงจรเป็นสัญญาณไซน์ที่มีลักษณะซีกบวกและลบ จึงเลือกช่วงการทำงานที่สมมาตรกัน โดยมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุดเท่ากับ 6.46% จากรูปที่ 4.3-4.5 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต (I_{A1}, I_{A2} และ I_{A3}) ของวงจรตามกระแสโหมดกระแส เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ที่มีขนาด $100nA_{peak} \angle 0^\circ$ และความถี่เท่ากับ $50Hz$ พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตรงตามที่ออกแบบไว้



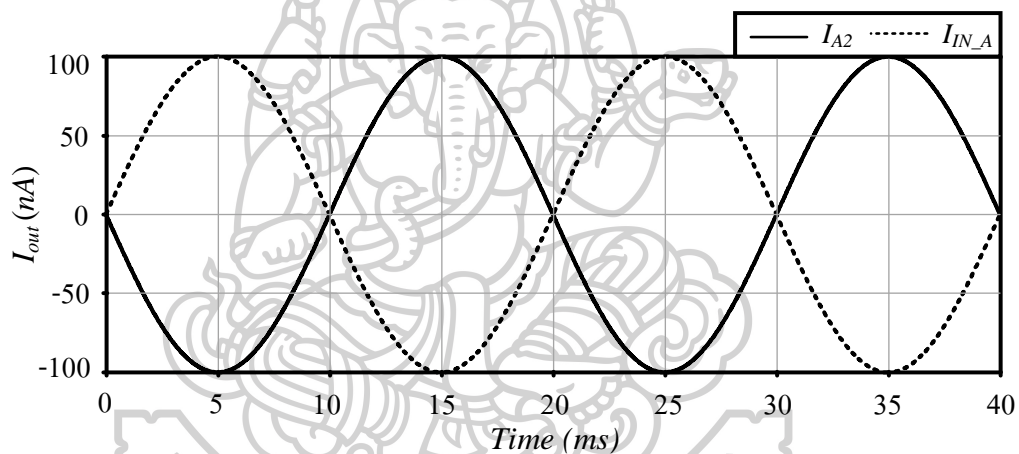
รูปที่ 4.1 การทดสอบสัญญาณ I_{out} ของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 1 เปรียบเทียบกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ตั้งสมการที่ (3.23)



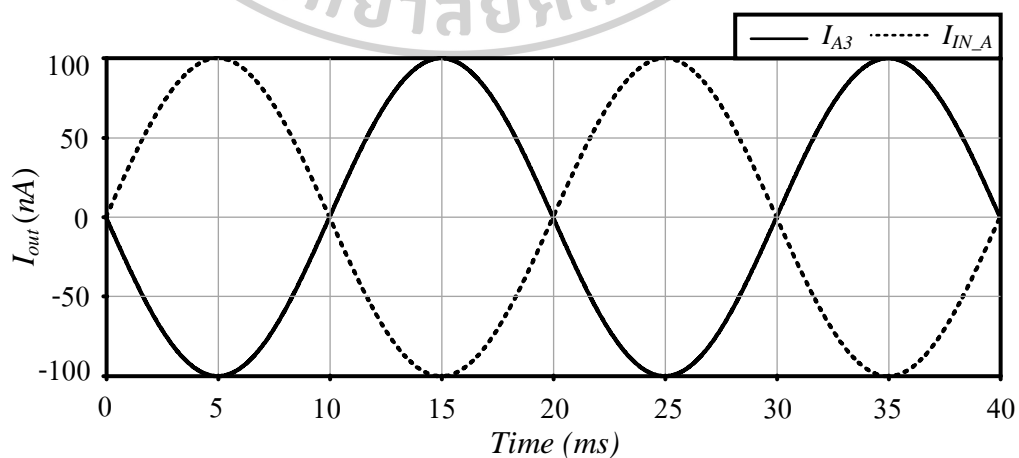
รูปที่ 4.2 ผลการตอบสนองทางไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 1 เปรียบเทียบกับทฤษฎี



รูปที่ 4.3 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณ I_{A1} จากวงจรตามกระแสโหมคกระแสตัวที่ 1

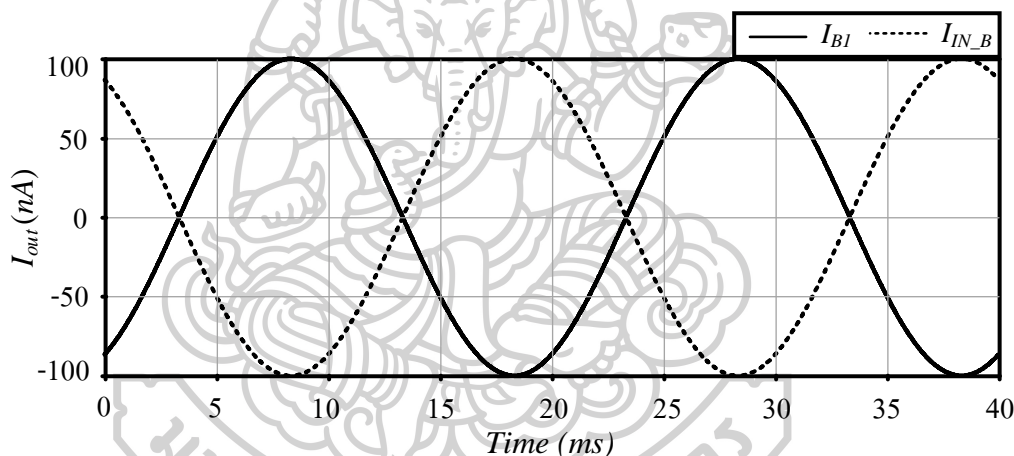


รูปที่ 4.4 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับ สัญญาณ I_{A2} จากวงจรตามกระแสโหมคกระแสตัวที่ 1

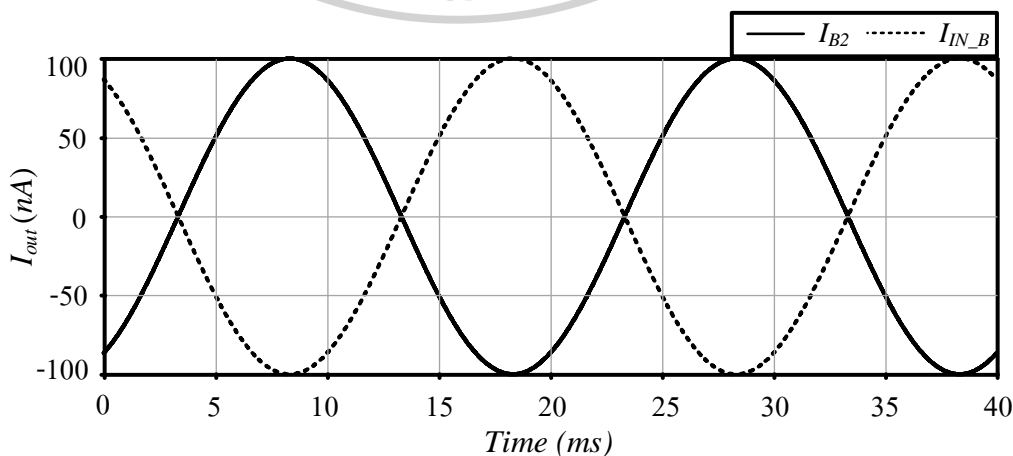


รูปที่ 4.5 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับ สัญญาณ I_{A3} จากวงจรตามกระแสโหมคกระแสตัวที่ 1

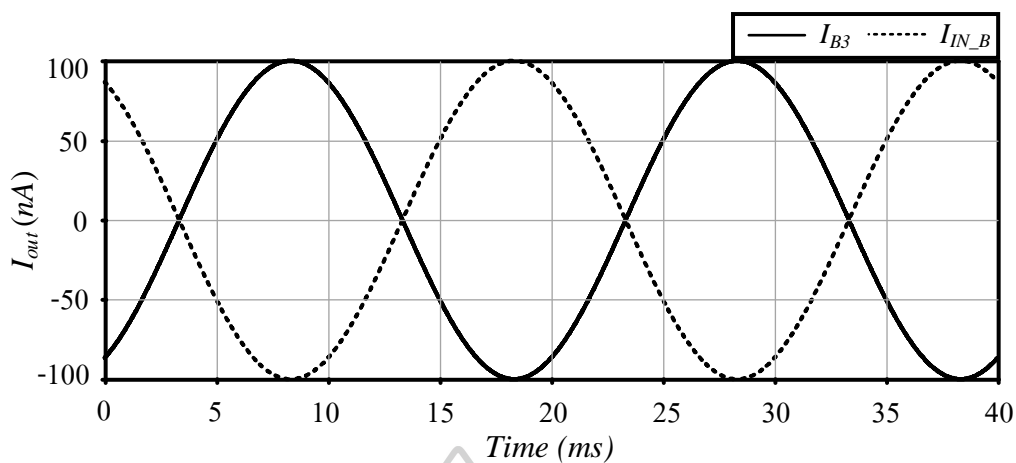
ในทำนองเดียวกันเนื่องจากวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 2 ในรูปที่ 3.4 มีลักษณะเหมือนกันทุกประการกับวงจรตามกระแสตัวที่ 1 เพียงป้อนปรับเปลี่ยนอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีขนาด $I_{IN_B} = 100nA_{peak} \angle 120^\circ$ และความถี่เท่ากับ $50Hz$ จากรูปที่ 4.6-4.8 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต I_{B1}, I_{B2} และ I_{B3} ของวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 2 พบว่า ผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็นวงจรตามกระแสและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ดังสมการที่ (3.36) และเช่นเดียวกันเนื่องจากวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 3 ในรูปที่ 3.4 มีลักษณะเหมือนกันทุกประการกับวงจรตามกระแสตัวที่ 1 เพียงป้อนปรับเปลี่ยนอินพุตเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีขนาด $I_{IN_B} = 100nA_{peak} \angle 240^\circ$ และความถี่เท่ากับ $50Hz$ จากรูปที่ (4.9)-(4.11) เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต (I_{C1}, I_{C2} และ I_{C3}) ของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 3 พบว่า ผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็นวงจรตามกระแสและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ดังสมการที่ (3.49)



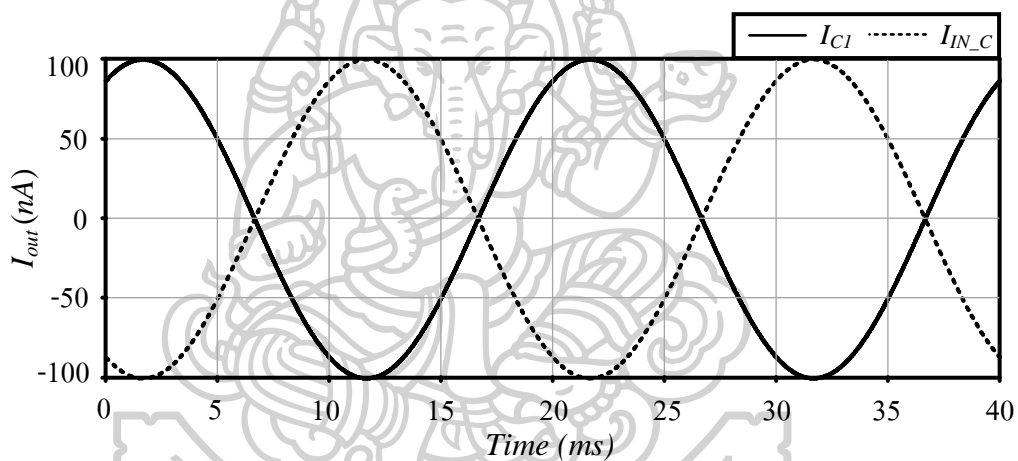
รูปที่ 4.6 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณ I_{B1} จากวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 2



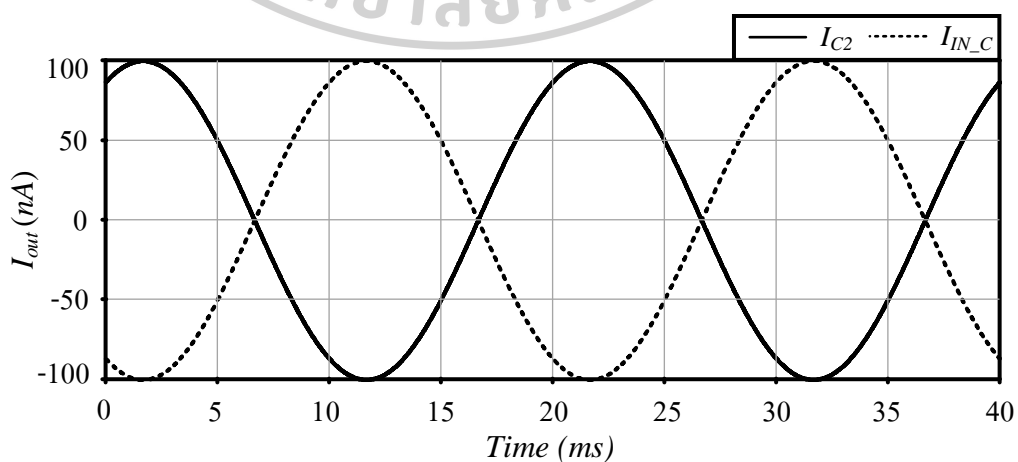
รูปที่ 4.7 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับ สัญญาณ I_{B2} จากวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 2



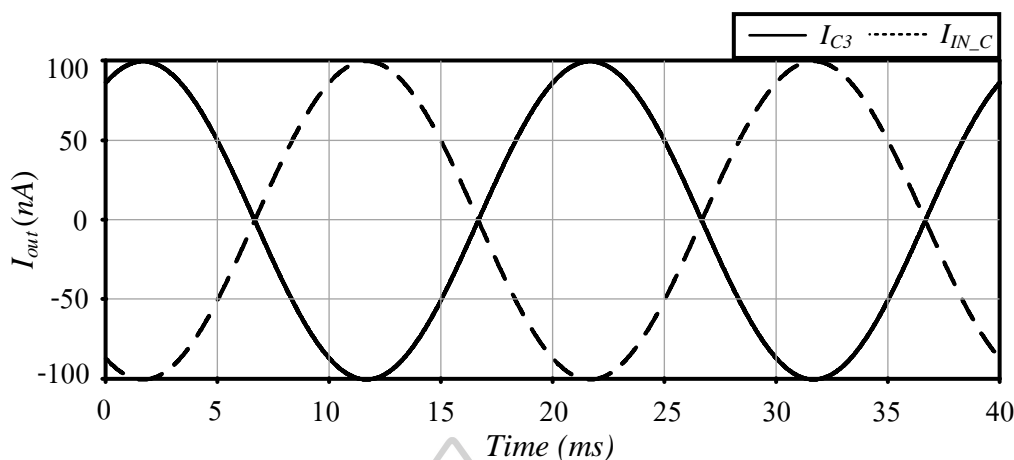
รูปที่ 4.8 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับ สัญญาณ I_{B3} จากวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 2



รูปที่ 4.9 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณ I_{C1} จากวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 3



รูปที่ 4.10 รูปคลื่นสัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณ I_{C2} จากวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 3

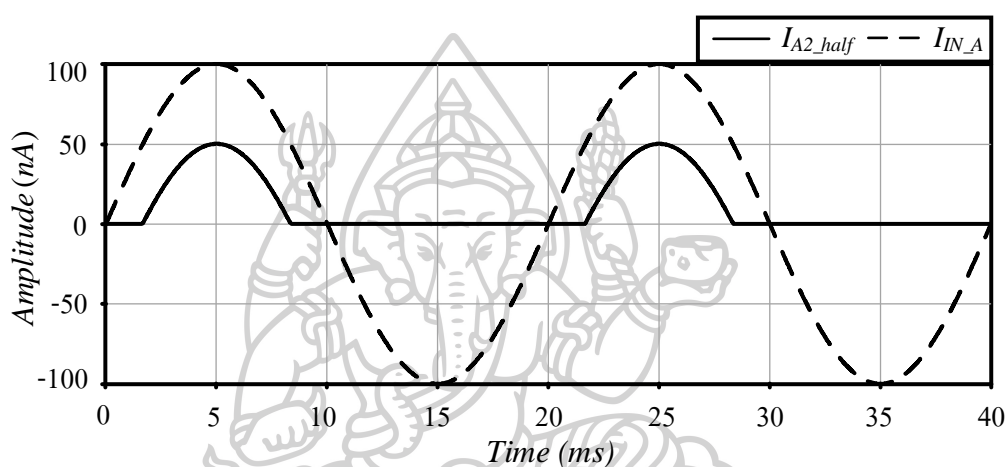


รูปที่ 4.11 รูปคลื่นสัญญาณอินพุต I_{C3} จากวงจรตามกระแสโหมดกระแสตัวที่ 3

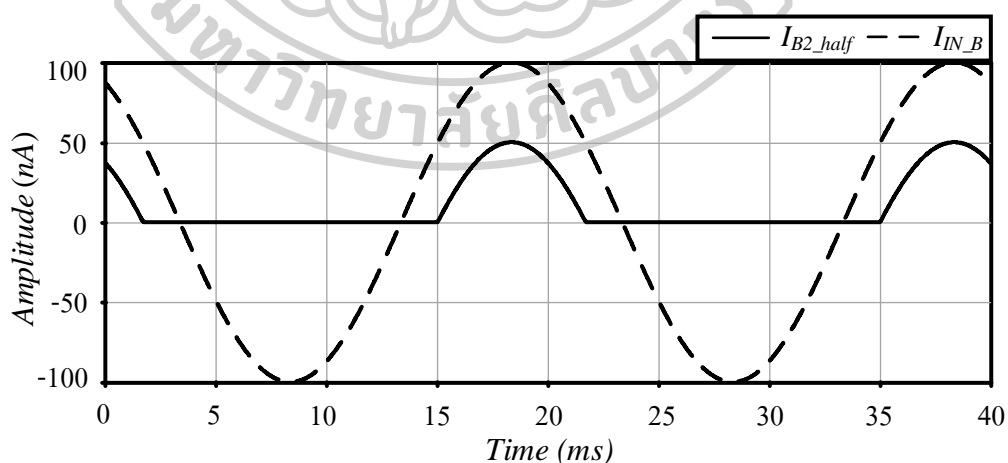
เมื่อนำวงจรตามกระแสแบบลบบโหมดกระแสต่อร่วมกับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวกตามแผนผังในรูปที่ 3.2 ทดสอบวัดสัญญาณจากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบบวกทั้ง 3 วงจร ที่ได้วิเคราะห์ดังหัวข้อที่ 3.1.2 จากรูปที่ 4.12 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุต $I_{IN,A}$ ที่มีขนาดเท่ากับ $100nA_{peak}$ และมีความถี่ $50Hz$ เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต $I_{A2_{half}}$ ของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 1 และเช่นเดียวกันรูปที่ 4.13 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุต $I_{IN,B}$ มีขนาดเท่ากับ $100nA_{peak}$ และมีความถี่ $50Hz$ เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต $I_{B2_{half}}$ ของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 2 และเช่นเดียวกันกับรูป 4.14 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุต $I_{IN,C}$ มีขนาดเท่ากับ $100nA_{peak}$ และมีความถี่ $50Hz$ เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต $I_{C2_{half}}$ ของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 3 พบว่า ผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็นวงจรตามกระแสและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ดังสมการที่ (3.50), (3.51) และ (3.52) ตามลำดับ

เช่นเดียวกัน เมื่อนำวงจรตามกระแสแบบลบบโหมดกระแสต่อร่วมกับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นลบตามแผนผังในรูปที่ 3.2 ทดสอบวัดสัญญาณจากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบลบทั้ง 3 วงจร ที่ได้วิเคราะห์ดังหัวข้อที่ 3.1.3 จากรูปที่ 4.15 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุต $I_{IN,A}$ ที่มีขนาดเท่ากับ $100nA_{peak}$ และมีความถี่ $50Hz$ เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต $I_{A1_{half}}$ ของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบตัวที่ 1 และเช่นเดียวกันรูปที่ 4.16 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุต $I_{IN,B}$ ที่มีขนาดเท่ากับ $100nA_{peak}$ และมีความถี่ $50Hz$ เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต $I_{B1_{half}}$ ของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบตัวที่ 2 และเช่นเดียวกันกับรูป 4.17 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุต $I_{IN,C}$ ที่มีขนาดเท่ากับ $100nA_{peak}$ และมีความถี่ $50Hz$ เทียบกับสัญญาณเอาต์พุต $I_{C1_{half}}$ ของวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบตัวที่ 3 พบว่า ผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้สอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ดังสมการที่ (3.53), (3.54) และ (3.55) ตามลำดับ

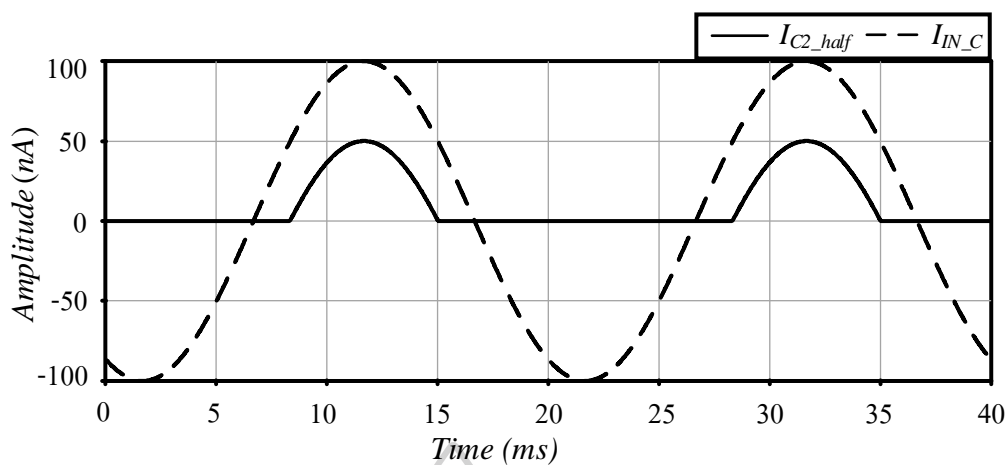
อย่างไรก็ตาม เงื่อนไขดังที่กล่าวในหัวข้อ 3.1.1 โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ใช้อินพุตสัญญาณไซน์ $I_{IN,A}$, $I_{IN,B}$ และ $I_{IN,C}$ ขนาด $100nA_{peak}$ จึงทำการปรับเพิ่มออฟเซตของสัญญาณอินพุตก่อนเข้าวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นบวก โดยใช้ไฟกระแสตรง $I_{F,A2}$, $I_{F,B2}$ และ $I_{F,C2}$ ที่มีขนาด $50nA$ ตามลำดับ และลดออฟเซตของสัญญาณอินพุตก่อนเข้าวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นลบโดยใช้กระแสไฟตรง $I_{F,A1}$, $I_{F,B1}$ และ $I_{F,C1}$ ที่มีขนาด $50nA$ เพื่อให้ตรงตามกับทฤษฎีการสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันเทคนิคสเปซเวกเตอร์ ดังรูปที่ 2.37 จึงทำให้ขนาดของเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสทั้ง หกมีขนาดประมาณ $50nA_{peak}$



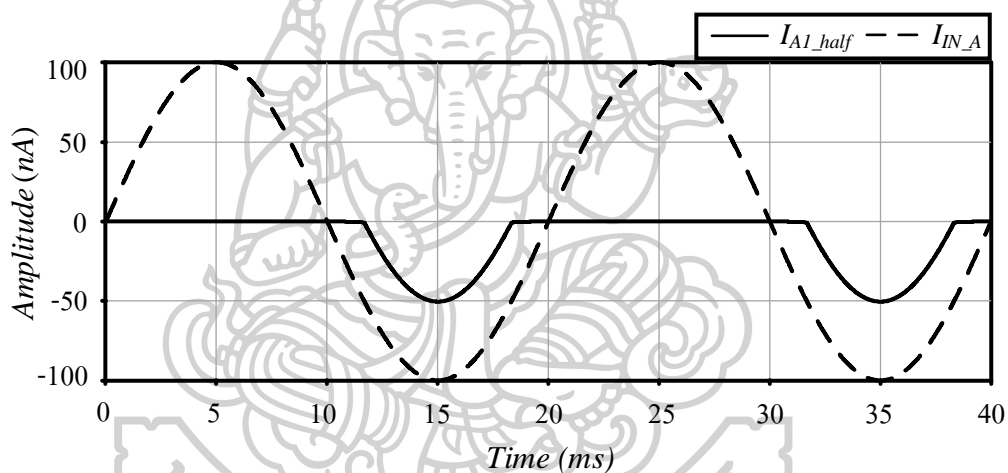
รูปที่ 4.12 รูปคลื่นอินพุตสัญญาณ $I_{IN,A}$ กับสัญญาณเอาต์พุต I_{A2_half} จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นตัวที่ 1



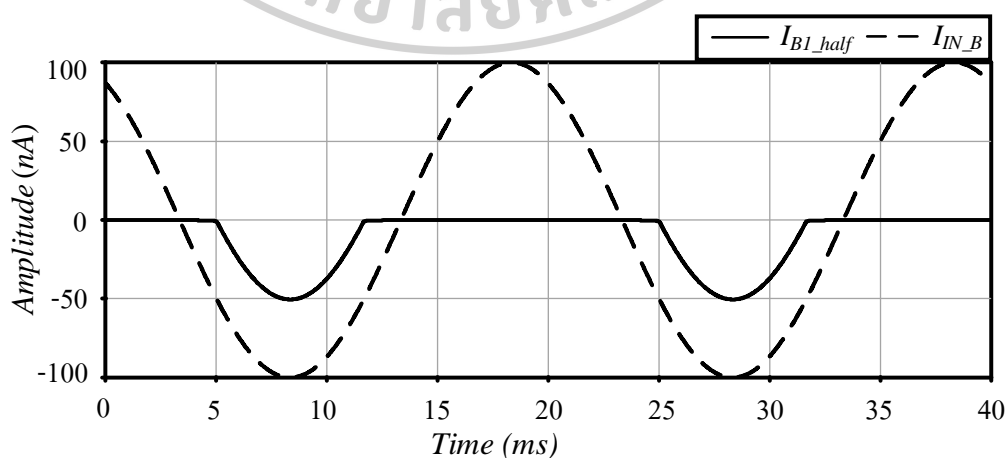
รูปที่ 4.13 รูปคลื่นอินพุตสัญญาณ $I_{IN,B}$ กับสัญญาณเอาต์พุต I_{B2_half} จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นตัวที่ 2



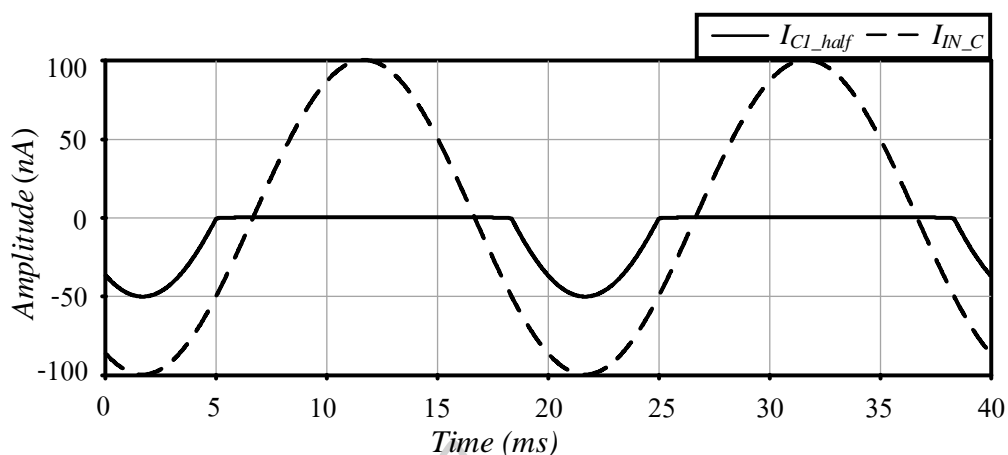
รูปที่ 4.14 รูปคลื่นอินพุตสัญญาณ I_{IN_C} กับสัญญาณเอาต์พุต I_{C2_half} จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นตัวที่ 3



รูปที่ 4.15 รูปคลื่นอินพุตสัญญาณ I_{IN_A} กับเอาต์พุตสัญญาณ I_{A1_half} จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นตัวที่ 1

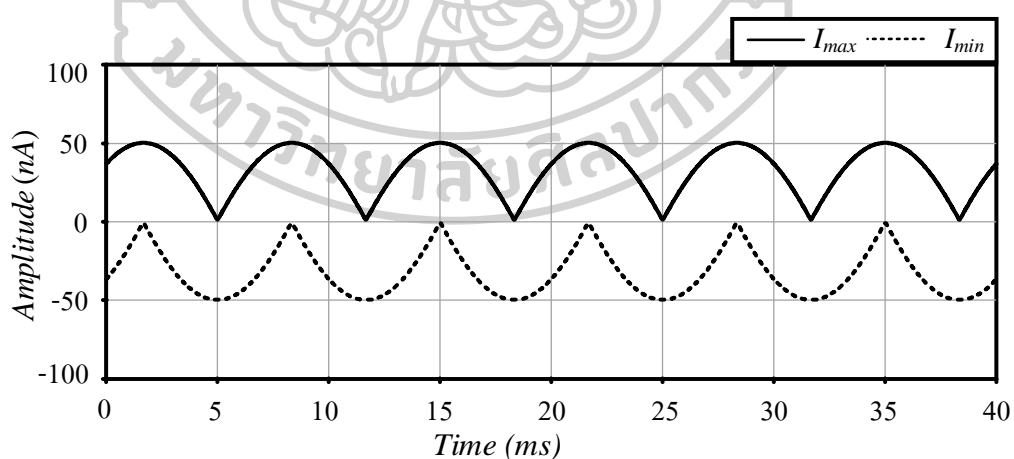


รูปที่ 4.16 รูปคลื่นอินพุตสัญญาณ I_{IN_B} กับสัญญาณเอาต์พุต I_{B1_half} จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นตัวที่ 2



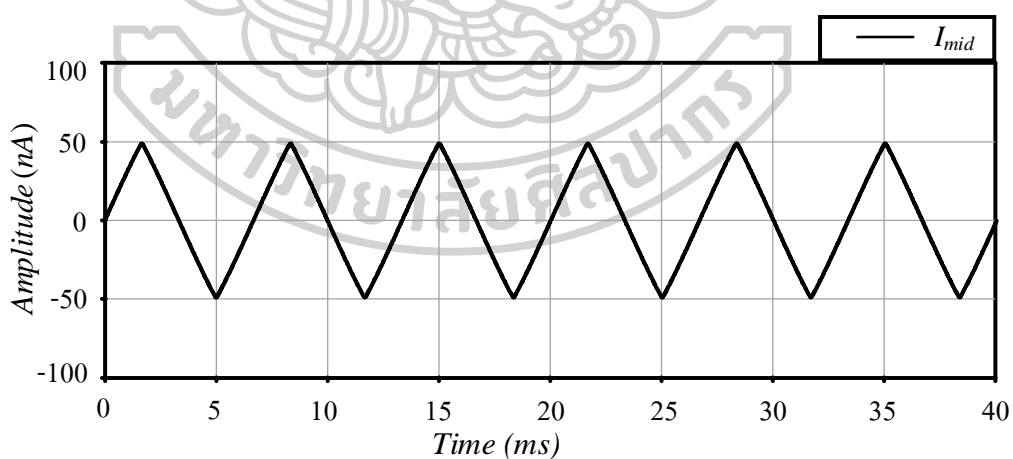
รูปที่ 4.17 รูปคลื่นสัญญาณ I_{IN_C} จากวงจรตามกระแสแบบลบ โหมคกระแสตัวที่ 3 กับสัญญาณ I_{C1_half} จากวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นตัวที่ 3

เมื่อนำขั้วเอาต์พุตวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวก I_{A2_half} , I_{B2_half} และ I_{C2_half} ต่อรวมกัน จะได้สัญญาณ I_{max} ตามสมการ (3.56) และเมื่อนำขั้วเอาต์พุตวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบ I_{A1_half} , I_{B1_half} และ I_{C1_half} ต่อรวมกันจะได้สัญญาณ I_{min} ตามสมการ (3.57) ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.18 จากนั้น เมื่อนำสัญญาณขั้วเอาต์พุต I_{max} และ I_{min} เชื่อมต่อกันตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.3 จะได้สัญญาณ I_{mid} ตามสมการ (3.58) ดังรูปที่ 4.19 มีขนาดเท่ากับ $48.3nA_{peak}$ ซึ่งมีลักษณะตรงตามทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ดังหัวข้อที่ 3.1.1

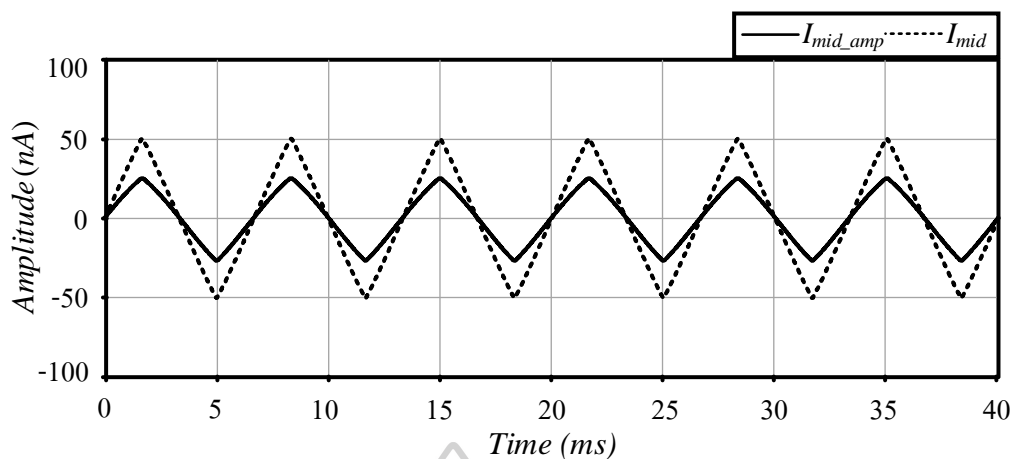


รูปที่ 4.18 รูปคลื่นสัญญาณ I_{min} จากการเชื่อมต่อกันของเอาต์พุตวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบลบ ตัวที่ 1-3 กับ รูปคลื่นสัญญาณ I_{max} จากการเชื่อมต่อกันของเอาต์พุตวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกตัวที่ 1-3

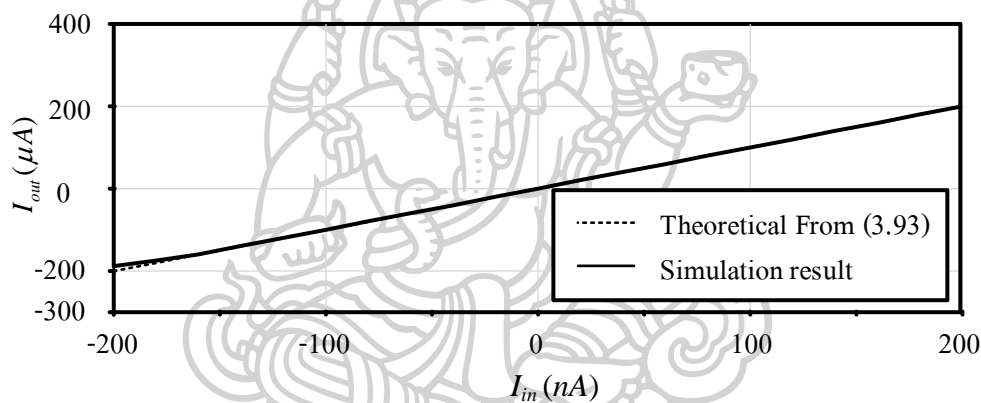
ถัดมาทำการทดสอบวงจรขยายความนำถ่ายไอออน โดยขนาดเอาต์พุต I_{mid_amp} ที่ต้องการจากวงจรนี้ ต้องมีขนาดเป็น $0.5I_{mid}$ จากทฤษฎีของการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์ในบทที่ 2 สมการที่ (2.96) ดังนั้น จึงทำการปรับค่ากระแสไบแอสในสมการที่ (3.78) ที่วิเคราะห์ไว้ดังบทที่ 3 โดยกำหนด $I_{B1}=100nA$ และ $I_{B2}=50nA$ แต่อย่างไรก็ตาม พบว่า ขนาดของเอาต์พุตมีความผิดเพี้ยนไปจากทฤษฎีในสมการที่ (3.78) เอาต์พุตที่ได้มีขนาดของสัญญาณเท่ากับ $28.6nA_{peak}$ ซึ่งไม่ใช่ขนาด $0.5I_{mid}$ ดังนั้น ผู้วิจัยจึงทำการปรับค่ากระแสไบแอส $I_{B2}=42.5nA$ เพื่อชดเชยให้ขนาดของสัญญาณ I_{mid_amp} มีขนาดเป็น 0.5 เท่าของสัญญาณ I_{mid} ซึ่งเป็นเงื่อนไขของการสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์ โดยขนาดของสัญญาณที่วัดได้เท่ากับ $24.89nA_{peak}$ แสดงดังรูปที่ 4.20 อนึ่งค่าความผิดพลาดมาจากการที่อินพุตมีค่าขนาดที่มากขึ้น จึงทำให้แรงดันตกคร่อมโอทีเอสูงขึ้นไปด้วย ซึ่งทำให้โอทีเอทำงานไม่เป็นเชิงเส้นถัดมาหลังจากได้สัญญาณ I_{mid_amp} ที่ได้จากวงจรขยายความนำถ่ายไอออนผ่านวงจรตามกระแสแบบบวกโหมคกระแส จากรูปที่ 4.21 เป็นผลตอบสนองทางไฟฟ้ากระแสตรง โดยปรับเปลี่ยน I_{in} จาก $-300nA$ ถึง $400nA$ จากผลการจำลองนี้ เห็นได้ว่า ช่วงอินพุตของวงจรตามกระแสแบบบวกโหมคกระแส สอดคล้องกับสมการที่ (3.93) มากที่สุดอยู่ในช่วง $-200nA$ ถึง $200nA$ เนื่องจาก อินพุตของวงจรเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีลักษณะซีกบวกและลบ จึงเลือกช่วงการทำงานที่สมมาตรกัน โดยมีค่าเบี่ยงเบนสูงสุดเท่ากับ 6% จากรูปที่ 4.22-4.24 แสดงสัญญาณ I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} และ I_{mid_amp3} ซึ่งสัญญาณที่ได้มีลักษณะตรงตามสมการที่วิเคราะห์ไว้ดังบทที่ 3 ในสมการที่ (3.93)



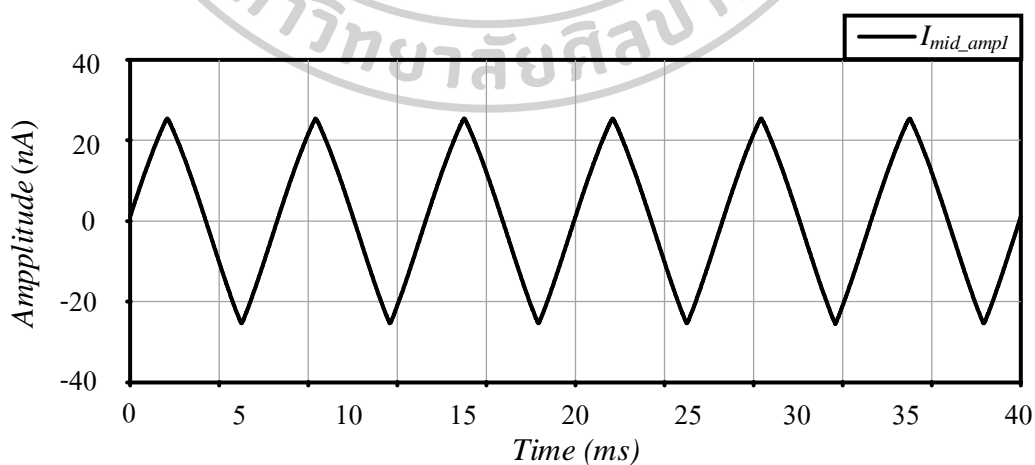
รูปที่ 4.19 รูปคลื่นสัญญาณ I_{mid} จากการเชื่อมต่อกันของรูปคลื่นสัญญาณ I_{min} และ I_{max}



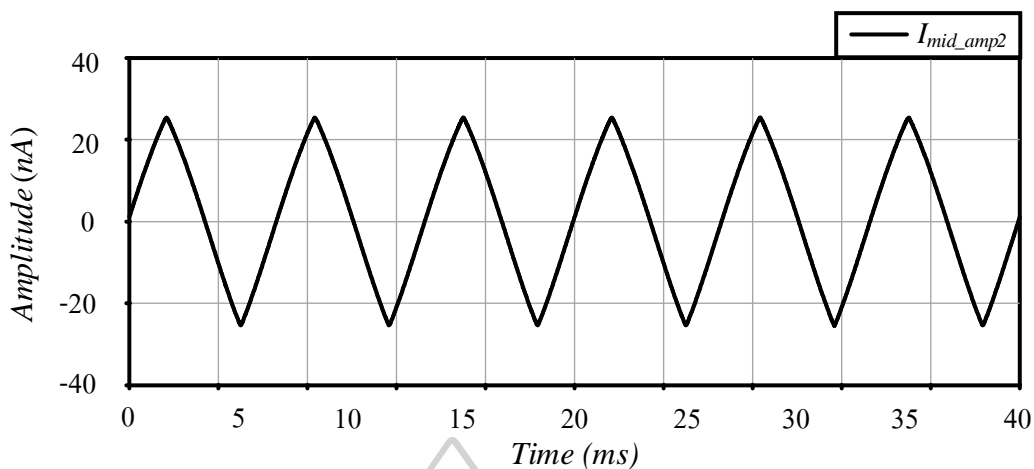
รูปที่ 4.20 รูปคลื่นสัญญาณอินพุต (I_{mid}) กับสัญญาณเอาต์พุต (I_{mid_amp}) จากวงจรขยายความนำถ่าย โอนที่ $I_{B1}=100nA$ และ $I_{B2}=42.5nA$



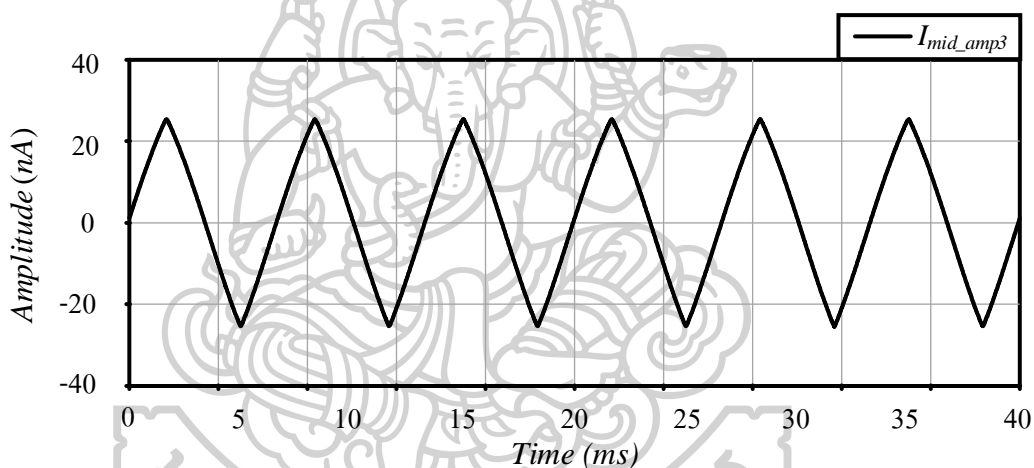
รูปที่ 4.21 ผลการตอบสนองทางไฟฟ้ากระแสตรงของวงจรตามกระแสแบบบวก โหมดกระแส เปรียบเทียบกับทฤษฎี



รูปที่ 4.22 รูปคลื่นสัญญาณ (I_{mid_amp}) จากวงจรตามกระแสแบบบวกโหมดกระแส



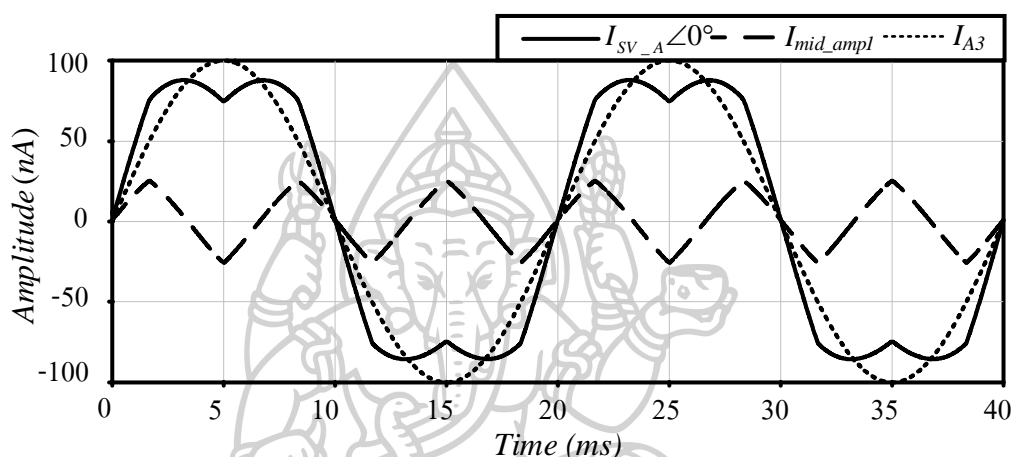
รูปที่ 4.23 รูปคลื่นสัญญาณ (I_{mid_amp2}) จากวงจรตามกระแสแบบบวกโหมดกระแส



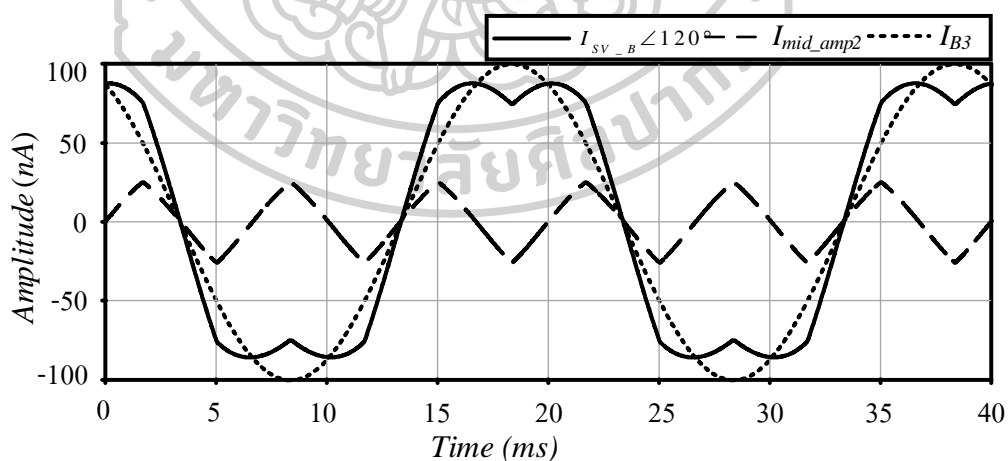
รูปที่ 4.24 รูปคลื่นสัญญาณ (I_{mid_amp3}) จากวงจรตามกระแสแบบบวกโหมดกระแส

จากรูปที่ 4.25 – 4.27 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสร้างรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ที่ได้สังเคราะห์ขึ้นดังแผนผังในรูปที่ 3.2 สร้างโดยการนำหัวเอาต์พุตของวงจรตามกระแสแบบลบโหมดกระแสตัวที่ 1, 2 และ 3 คือ I_{A3} , I_{B3} และ I_{C3} ตามลำดับ มาเชื่อมต่อกับหัวเอาต์พุตของวงจรตามกระแสแบบบวกตัวที่ 4 คือ I_{mid_amp1} , I_{mid_amp2} และ I_{mid_amp3} ตามลำดับ ซึ่งผลรวมของสัญญาณทำให้สร้างเป็นสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ จากรูปที่ 4.25 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_A} \angle 0^\circ$ ที่มีขนาด $74.54nA_{peak}$ ณ ขนาดของสัญญาณ I_{mid_amp1} เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่เคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.94) เพียง 0.6% จากรูปที่ 4.26 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_B} \angle 120^\circ$ ที่มีขนาด $74.56nA_{peak}$ ณ ขนาดของ

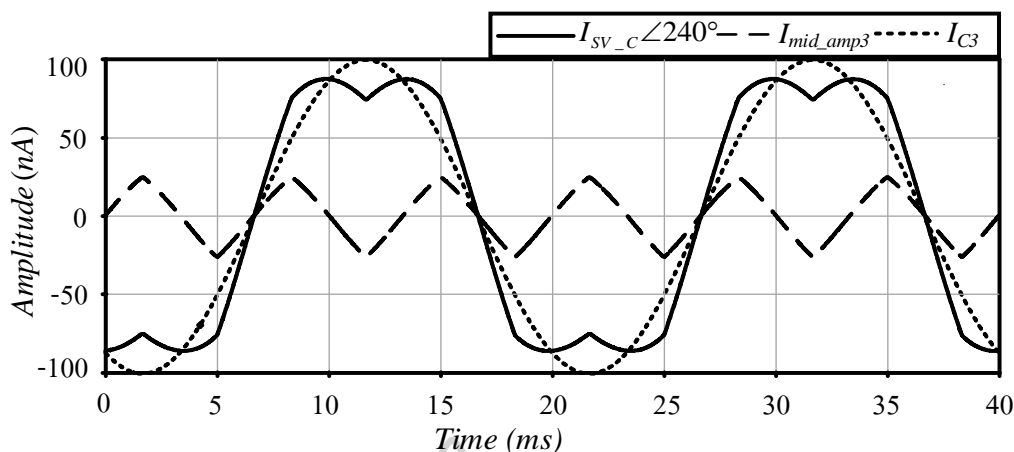
สัญญาณ I_{mid_amp2} เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่เคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.95) เพียง 0.57% และจากรูปที่ 4.28 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_C} \angle 240^\circ$ มีขนาด $74.56nA_{peak}$ ณ ขนาดของสัญญาณ I_{mid_amp2} เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่เคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.96) เพียง 0.57% พบว่าผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็นวงจรตามกระแสแบบบวกและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้



รูปที่ 4.25 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตหรือสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_A} \angle 0^\circ$ ผลรวมของสัญญาณ I_{A3} และสัญญาณ I_{mid_amp1}



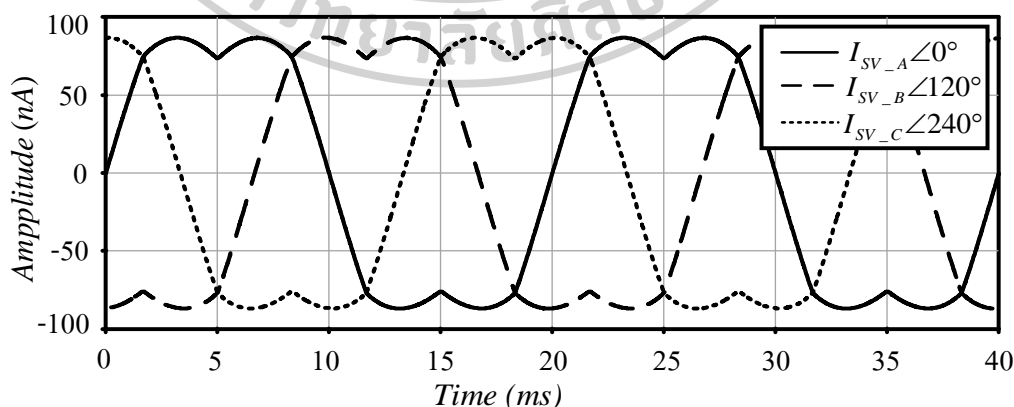
รูปที่ 4.26 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตหรือสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_B} \angle 120^\circ$ ผลรวมของสัญญาณ I_{B3} และสัญญาณ I_{mid_amp2}



รูปที่ 4.27 รูปคลื่นสัญญาณกระแสเอาต์พุตหรือสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_C} \angle 240^\circ$ ผลรวมของสัญญาณ I_{C3} และสัญญาณ I_{mid_amp3}

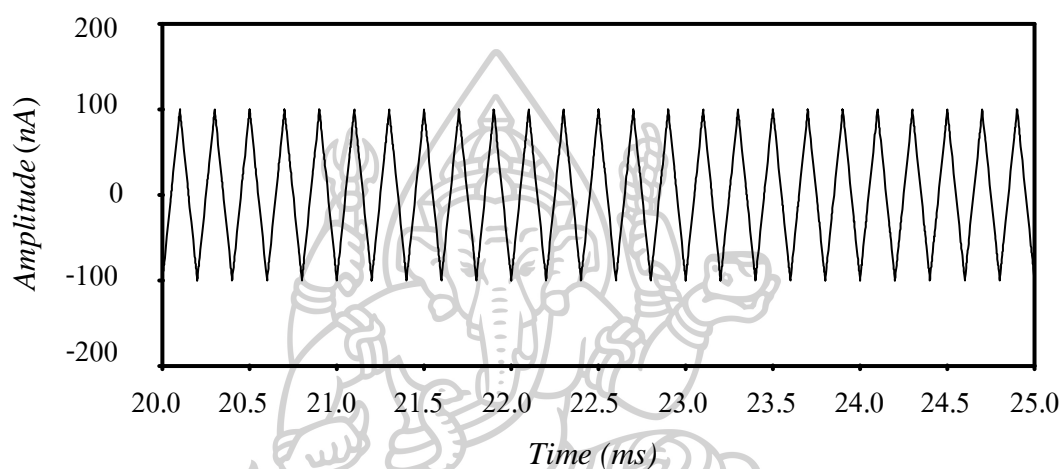
4.2 วงจรเปรียบเทียบโหมดกระแส

ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรมอดูล์ขึ้นความกว้างพัลส์ที่สังเคราะห์ด้วยการจำลองได้ทำการต่อวงจรที่สังเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 ทำการทดสอบวัดสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ เมื่อได้รับสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์จากวงจรสร้างสัญญาณสเปซเวกเตอร์ 3 เฟส ดังรูปที่ (4.28) และสัญญาณพาห้รูปคลื่นสามเหลี่ยมดังรูปที่ (4.29) จึงเกิดการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณพาห้ตามหลักการที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.2 เมื่อวัดสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ได้สัญญาณ PWM ทั้งหมด 3 สัญญาณแสดงให้เห็นดังรูปที่ (4.30)-(4.32)

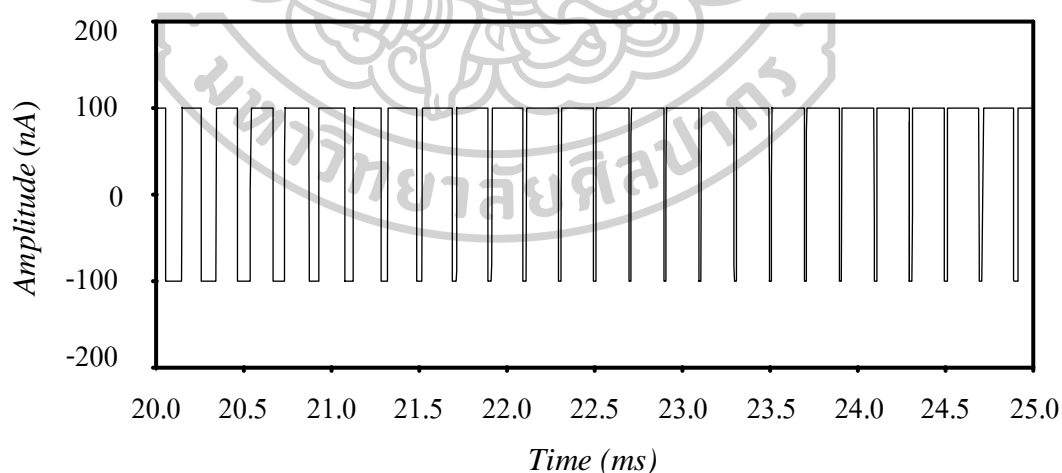


รูปที่ 4.28 รูปคลื่นสัญญาณกระแสเอาต์พุตจากวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ 3 เฟส โหมดกระแส

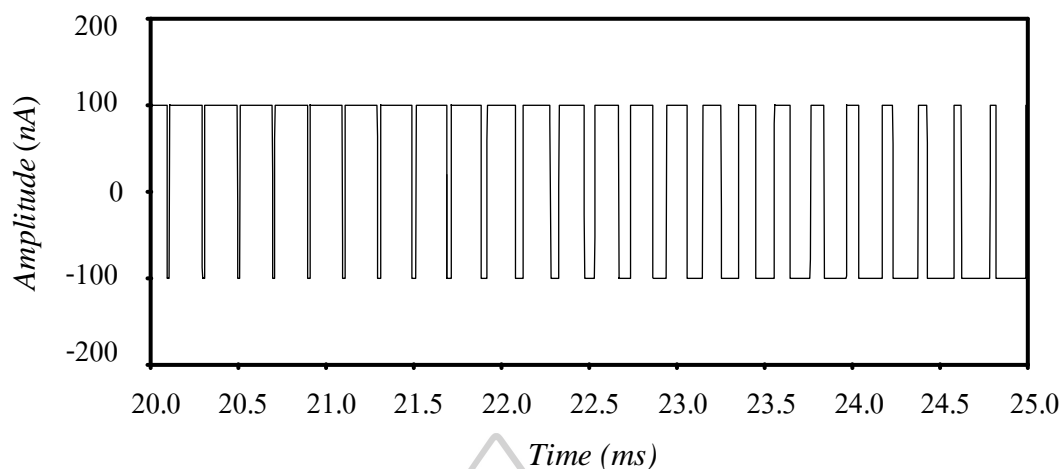
ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเฟส A หรือ I_{PWM_A} เท่ากับ $100.92nA_{peak}$ เมื่อปรับค่า $I_{BPWM_A}=100nA$ ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีในสมการ (3.103) เพียง 0.92% สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเฟส B หรือ I_{PWM_B} เท่ากับ $100.94nA_{peak}$ เมื่อปรับค่า $I_{BPWM_B}=100nA$ ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีสมการ (3.104) เพียง 0.94% และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเฟส C หรือ I_{PWM_C} เท่ากับ $100.94nA_{peak}$ เมื่อปรับค่า $I_{BPWM_C}=100nA$ ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีสมการ (3.105) เพียง 0.94%



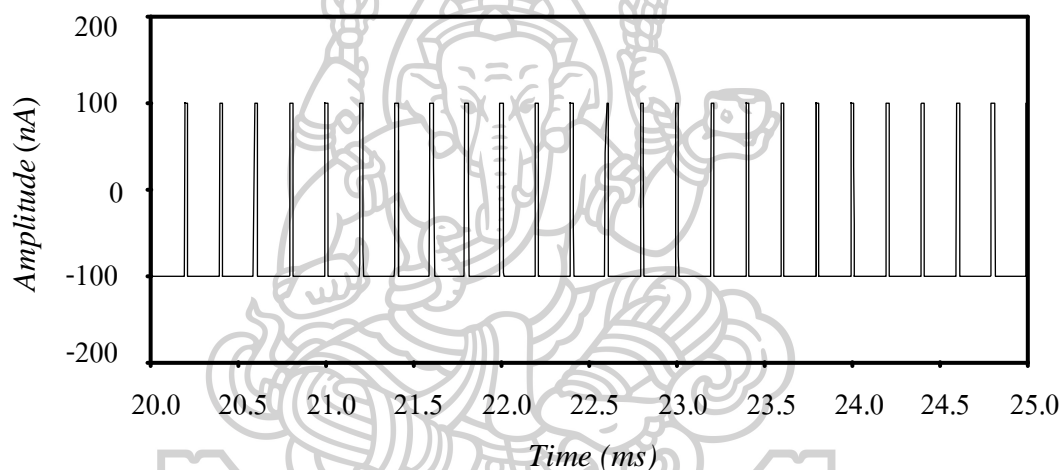
รูปที่ 4.29 รูปคลื่นสัญญาณกระแสรูปคลื่นสามเหลี่ยม หรือ สัญญาณพาห้ในช่วงเวลา 20-25ms



รูปที่ 4.30 รูปคลื่นสัญญาณ I_{PWM_A} จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณของสัญญาณอ้างอิงเฟส A



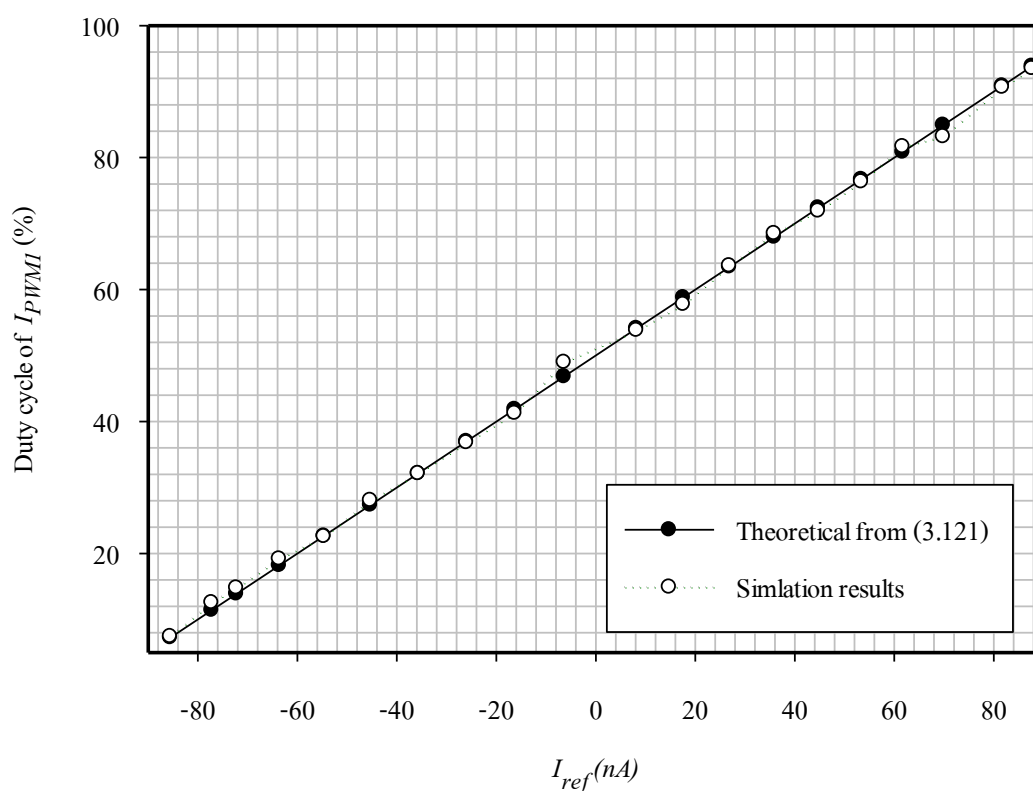
รูปที่ 4.31 รูปคลื่นสัญญาณ I_{PWM_B} จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณของสัญญาณอ้างอิงเฟส B



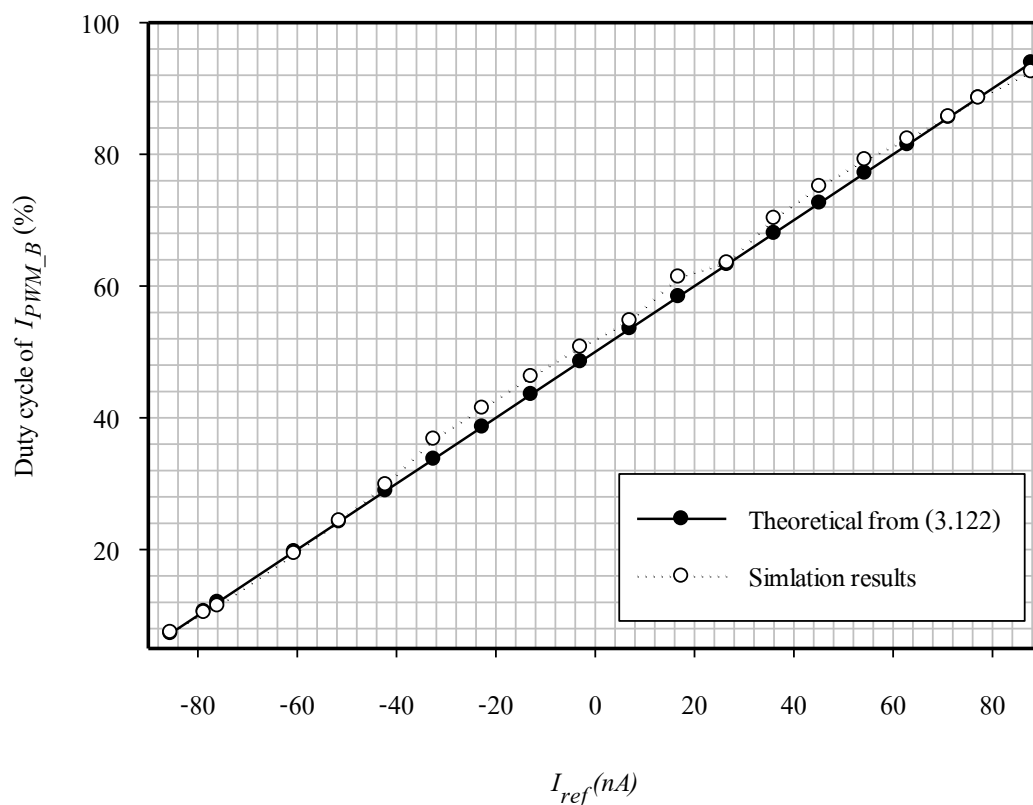
รูปที่ 4.32 รูปคลื่นสัญญาณ I_{PWM_C} จากวงจรเปรียบเทียบสัญญาณตัวของสัญญาณอ้างอิงเฟส C

การทดสอบการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่เชิงกลของ I_{PWM_A} , I_{PWM_B} , และ I_{PWM_C} ในการจำลองเปรียบเทียบกับทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 3.3 แสดงให้เห็นดังกราฟในรูปที่ 4.33-4.35 ตามลำดับ ซึ่งค่าความถี่เชิงกลที่วัดได้ในผลการจำลองเป็นไปในทิศทางเดียวกันกับค่าที่คำนวณได้จากทฤษฎีในสมการ (3.121)-(3.123) ตามลำดับ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเฟส A หรือ I_{PWM_A} คลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีในสมการ (3.121) ที่ 10.36% สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเฟส B หรือ I_{PWM_B} คลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีสมการ (3.122) ที่ 8.95% และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบเฟส C หรือ I_{PWM_C} คลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีสมการ (3.23) ที่ 11.28%

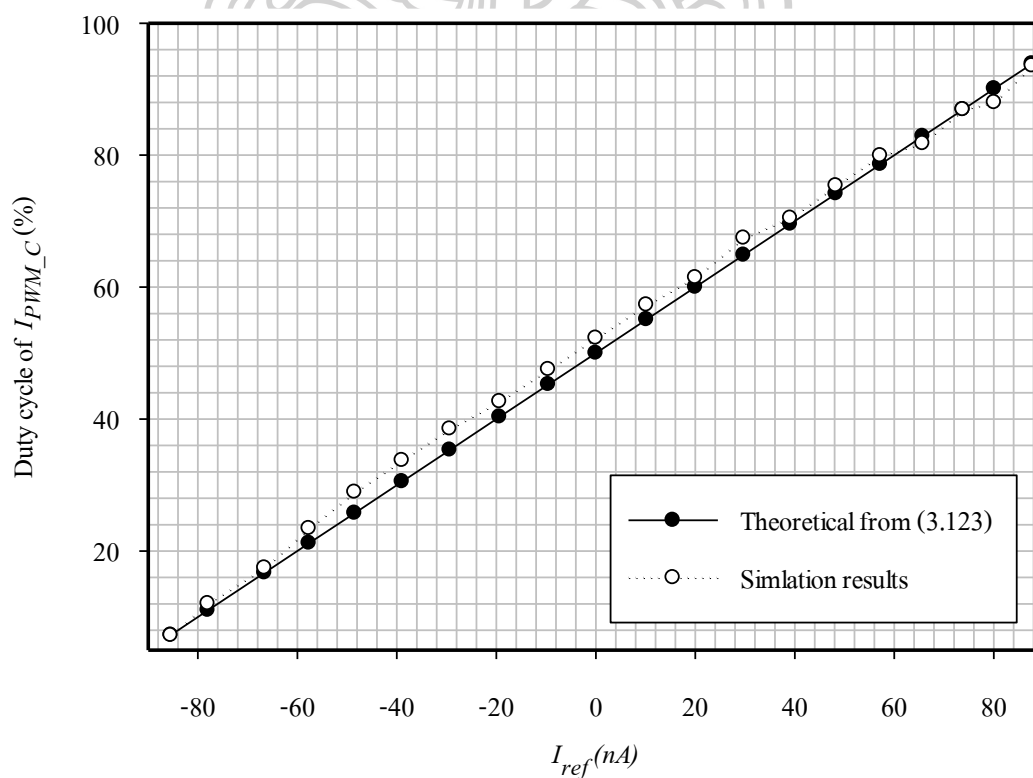
ในรูปที่ 4.36 แสดงการควบคุมขนาดของสัญญาณ I_{Pwm_A} ด้วยการปรับค่า I_{BPwm_A} ได้ตั้งแต่ 0-2000 nA ซึ่งวงจรมอดูล์ชันความกว้างพัลส์ที่ออกแบบสามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้อย่างเป็นเชิงเส้นและค่าสูงสุดประมาณ 3970 nA โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.75% ในรูปที่ 4.37 แสดงการควบคุมขนาดของสัญญาณ I_{Pwm_B} ด้วยการปรับค่า I_{BPwm_B} ได้ตั้งแต่ 0-2000 nA ซึ่งวงจรมอดูล์ชันความกว้างพัลส์ที่ออกแบบสามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้อย่างเป็นเชิงเส้นและค่าสูงสุดประมาณ 3970.2 nA โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.745% เช่นเดียวกันกับในรูปที่ 4.38 แสดงการควบคุมขนาดของสัญญาณ I_{Pwm_C} ด้วยการปรับค่า I_{BPwm_C} ได้ตั้งแต่ 0-2000 nA ซึ่งวงจรมอดูล์ชันความกว้างพัลส์ที่ออกแบบสามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้อย่างเป็นเชิงเส้นและค่าสูงสุดประมาณ 3972 nA โดยมีค่าความผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.7% จากกราฟรูปที่ 4.36-4.38 ถ้าหากปรับค่า I_{BPwm_A} , I_{BPwm_B} และ I_{BPwm_C} เกินระดับ 2000 nA ทำให้ผลการจำลองเริ่มเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎีมากขึ้น



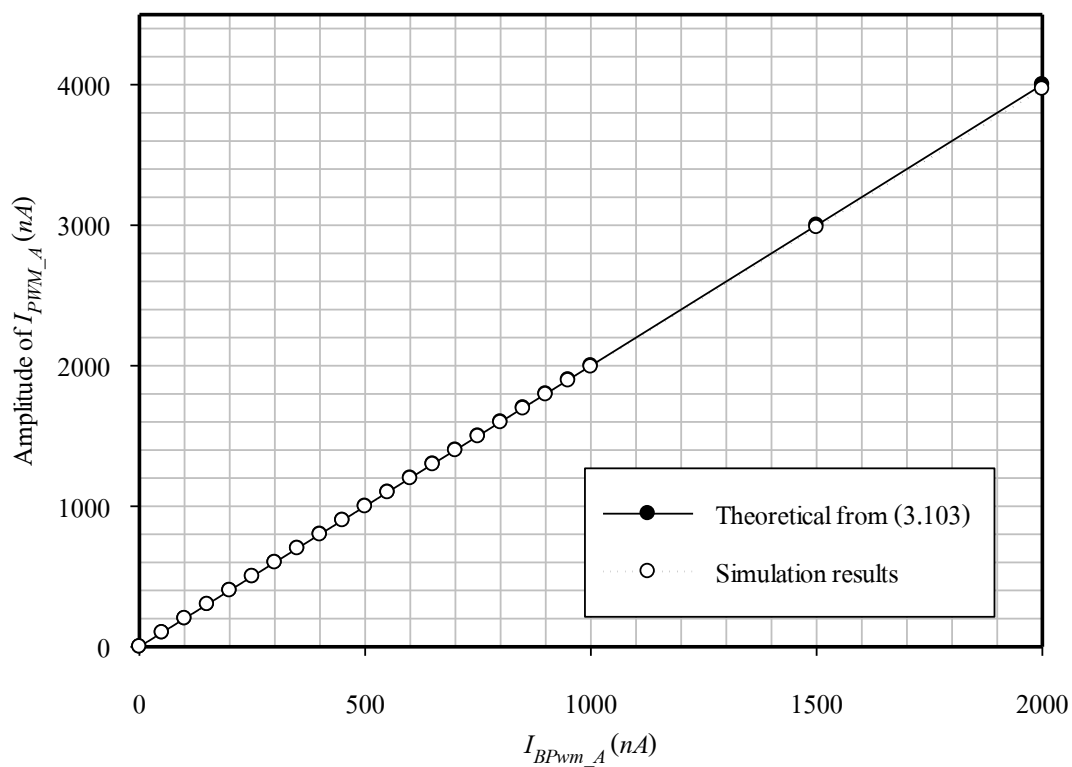
รูปที่ 4.33 การเปลี่ยนแปลงค่าของดิวิตีไซเคิลสัญญาณ I_{Pwm_A} ในการจำลองเทียบกับทฤษฎี



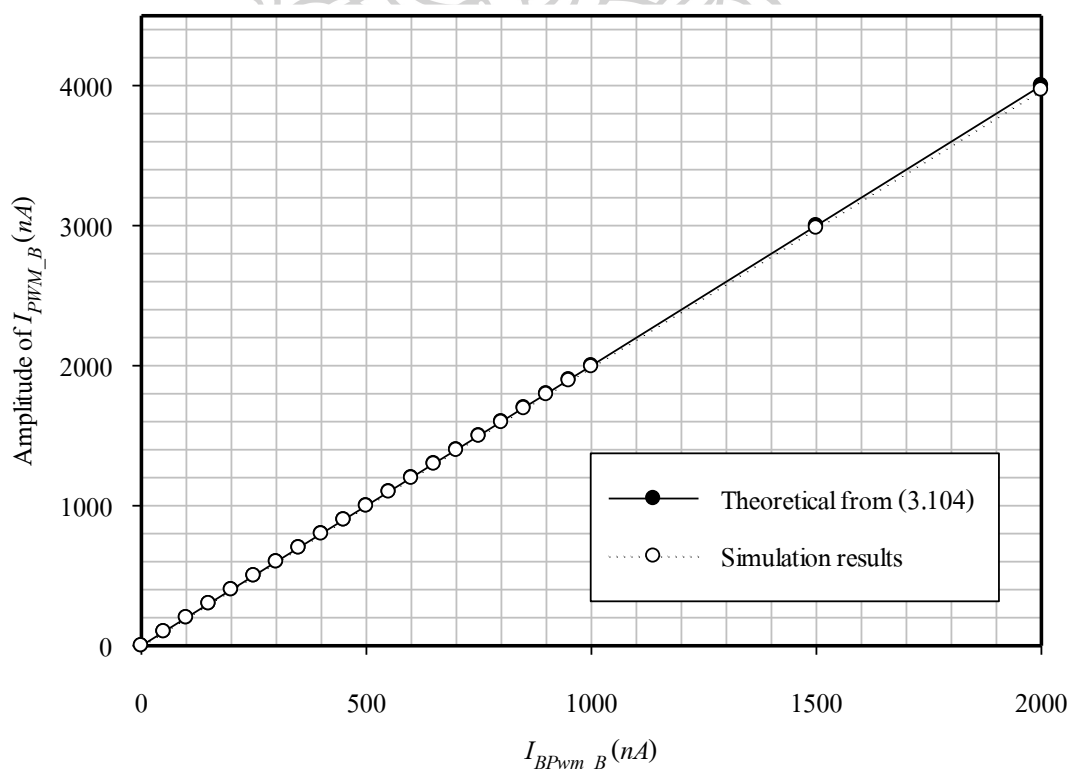
รูปที่ 4.34 การเปลี่ยนแปลงค่าของตัวชี้โชนเกิดสัญญาณ I_{PWM_B} ในการจำลองเทียบกับทฤษฎี



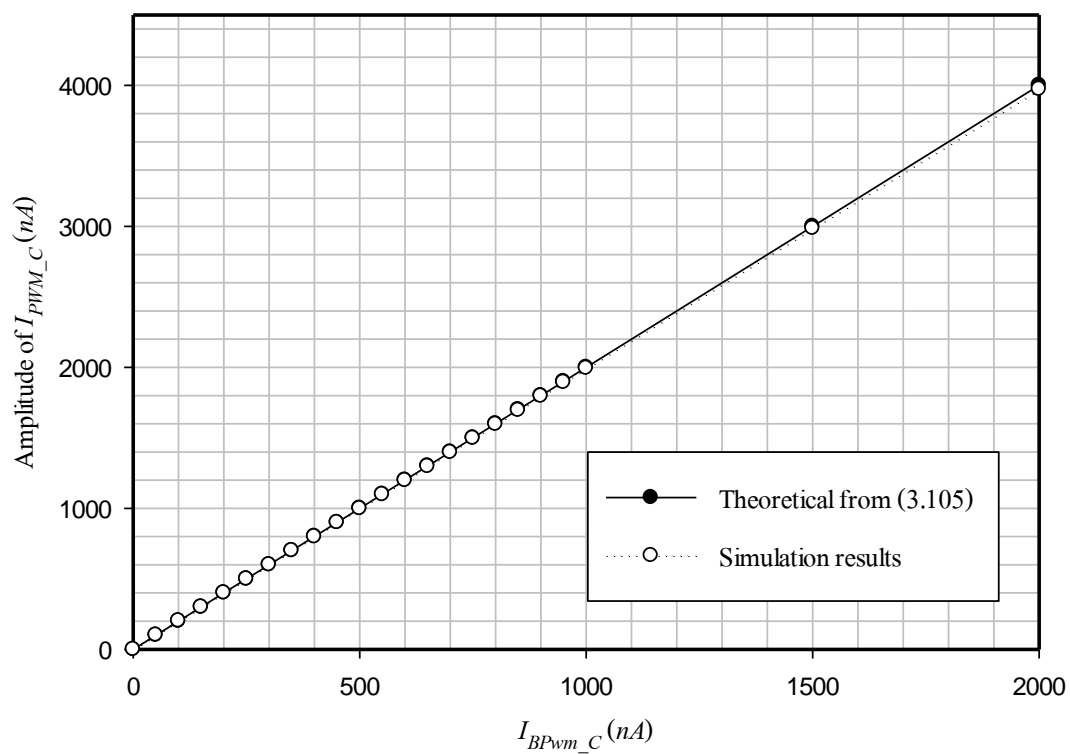
รูปที่ 4.35 การเปลี่ยนแปลงค่าของตัวชี้โชนเกิดสัญญาณ I_{PWM_C} ในการจำลองเทียบกับทฤษฎี



รูปที่ 4.36 การทดสอบปรับขนาดของสัญญาณ I_{PWM_A} ด้วย I_{BPwm_A} ในการจำลองเทียบกับทฤษฎี



รูปที่ 4.37 การทดสอบปรับขนาดของสัญญาณ I_{PWM_B} ด้วย I_{BPwm_B} ในการจำลองเทียบกับทฤษฎี



รูปที่ 4.38 การทดสอบปรับขนาดของสัญญาณ I_{PWM_C} ด้วย I_{BPwm_C} ในการจำลองเทียบกับทฤษฎี



บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบ วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกใน โหมดกระแส ด้วยเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในช่วงการทำงาน Subthreshold มีจุดประสงค์เพื่อพัฒนา วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์ให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยวงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก ที่สังเคราะห์ประกอบไปด้วยวงจรหลัก 2 วงจร คือ 1) วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกโหมดกระแส 2) วงจรเปรียบเทียบสัญญาณโหมดกระแส โดยที่การวิเคราะห์ทั้งในกรณีอุดมคติและไม่อุดมคติได้อธิบายไว้ในบทที่ 3

การทดสอบสมรรถนะวงจรจำลองการทำงานผ่าน โปรแกรม PSpice โดยใช้มอสทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์ $0.18 \mu m$ ของ Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์เทคนิคสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกใน โหมดกระแสที่สังเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 แบ่งเป็น 2 ขั้นตอน โดยขั้นตอนแรกทดสอบวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ และทดสอบวงจรเปรียบเทียบโหมดกระแส เบื้องต้นได้ทดสอบสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ โดยเริ่มจากการทดสอบการทำงานของวงจรตามกระแสแบบลบ ในการทดสอบแบ่งออกเป็นสองวิธีดังนี้ วิธีแรก คือ กำหนด I_{IN} ให้มีค่าคงที่เท่ากับ $100nA_{peak}$ เทียบกับการพล็อตค่าสมการที่วิเคราะห์ในสมการที่ (3.23) วิธีที่สองคือ ปรับเปลี่ยนค่า I_{IN} จาก $-1 \mu A$ ถึง $1 \mu A$ จากผลการทดสอบทั้งสองวิธีพบว่า วงจรนั้น สามารถทำงานเป็นวงจรตามกระแสแบบลบได้โดยมีค่าเบี่ยงเบน 0.045% และ 6.46% ตามลำดับ เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสังเคราะห์ ถัดมาได้ทำการทดสอบวงจรเรียงกระแสครึ่งคลื่นแบบบวกและลบโหมดกระแส และวงจรรขยายความนำถ่ายโธน ในการทดสอบวงจรเหล่านี้พบว่าสามารถให้ผลลัพธ์ตรงตามทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 เป็นอย่างดี และสุดท้ายทดสอบวงจรตามกระแสแบบบวก โดยทดสอบด้วยปรับเปลี่ยนค่า I_{IN} จาก $-300nA$ ถึง $400nA$ จากผลการทดสอบทั้งสองวิธีพบว่า วงจรนั้น สามารถทำงานเป็นวงจรตามกระแสแบบบวกได้โดยมีค่าเบี่ยงเบน 6% เนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสังเคราะห์ เมื่อนำวงจรทั้งหมดเชื่อมต่อกันทำให้ได้เป็น วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์โหมดกระแสทำงานในช่วง Subthreshold โดยสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_A} < 0^\circ$ มีขนาด $74.54nA_{peak}$ ณ ขนาดของสัญญาณ I_{mid_amp1} เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่วิเคราะห์ไว้ 0.6% สัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_B} < 120^\circ$ มีขนาด $74.56nA_{peak}$ ณ ขนาดของ

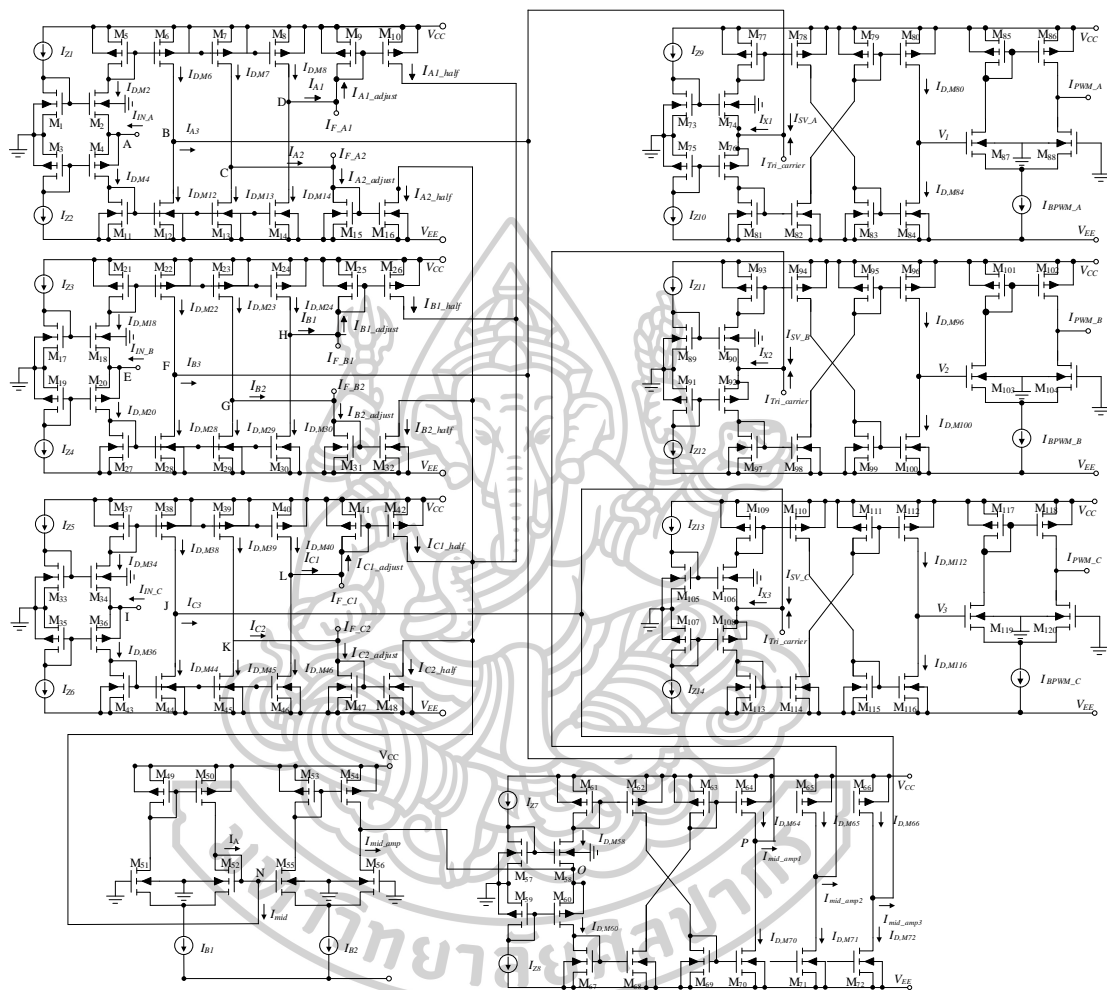
สัญญาณ I_{mid_amp2} เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่เคราะห์ไว้ 0.57% และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหรือสัญญาณสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์ $I_{SV_C} \angle 240^\circ$ มีขนาด $74.56nA_{peak}$ ณ ขนาดของสัญญาณ I_{mid_amp2} เท่ากับ $-25.6nA_{peak}$ ที่จุดยอดของสัญญาณอ้างอิงไซน์ ซึ่งผิดพลาดจากทฤษฎีที่เคราะห์ไว้ 0.57% พบว่าผลการจำลองของวงจรที่สังเคราะห์ไว้เป็นวงจรตามกระแสแบบบวกและสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ดังสมการที่ (3.94), (3.95) และ (3.96) ตามลำดับซึ่งสามารถทำงานได้ตรงตามทฤษฎีที่คาดการณ์ไว้ขั้นตอนที่ 2 ทดสอบวงจรเปรียบเทียบการทดสอบสมรรถนะของวงจรมอดูล์ความกว้างพัลส์ที่สังเคราะห์และออกแบบให้อัตรามอดูล์ด้านขนาดและความถี่เท่ากับ 1.12 และ 40 ตามลำดับโดยใช้สัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ 3 สัญญาณที่มีความต่างเฟส 120 องศาที่สร้างจากการตัดแปลงสัญญาณไซน์ที่มีขนาด $100nA_{peak}$ และความถี่ 50Hz ตามลำดับ นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณพาหุรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีขนาด $90nA_{peak}$ และความถี่ 2kHz ผ่านวงจรเปรียบเทียบโหมดกระแสได้เป็นสัญญาณ PWM ทั้งหมด 3 สัญญาณ โดยที่ขนาดและค่าควิตซ์ไซเคิลเบี่ยงเบนไปจากทฤษฎีสูงสุด 0.94% และ 10.36% ซึ่งลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้คาดการณ์ไว้ในหัวข้อที่ 3.2 และ 3.3 และวงจรสามารถปรับขนาดได้อย่างเป็นเชิงเส้นและมีค่าสูงสุดถึง $4mA_{peak}$ ที่ I_{BPwm} เท่ากับ $2000mA$ ซึ่งมีค่าผิดพลาดสูงสุด 0.745% ผลการทดสอบวงจรมอดูล์ที่สังเคราะห์ทั้ง 2 ขั้นตอนนั้น มีความสอดคล้องและเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ นอกจากนี้วงจรมอดูล์ที่ได้สังเคราะห์ขึ้นมีอัตราสิ้นเปลืองพลังงานเพียง $4.05\mu W$ ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณอ้างอิงการมอดูล์ความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อกที่สังเคราะห์ขึ้นมาสำหรับสร้างสัญญาณอ้างอิงสเปซเวกเตอร์มีลักษณะเด่นกว่าวงจรสร้างสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ที่ออกแบบด้วยอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2 ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบระหว่างวงจรที่นำเสนอกับวรรณกรรมและบทความในอดีต จะพบว่า วงจรที่ได้สังเคราะห์ขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้ ประหยัดพลังงานได้ดีที่สุดและวงจรยังสามารถให้อัตรามอดูล์ด้านขนาดได้มากถึง 1.12 และสามารถควบคุมขนาดเอาต์พุตหรือสัญญาณ PWM ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเหมาะกับการไปประยุกต์ใช้กับการขับอุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์

5.2 ข้อเสนอแนะ

- 1) ควรพัฒนาให้มีวงจรเลื่อนเฟสเพื่อลดการใช้แหล่งจ่ายอินพุต
- 2) ควรพัฒนาค่า W/L ในส่วนของวงจรเรียงกระแสเพื่อทำให้ลดการใช้แหล่งกระแสตรง

ในการเพิ่มและลด ออฟเซตของสัญญาณ

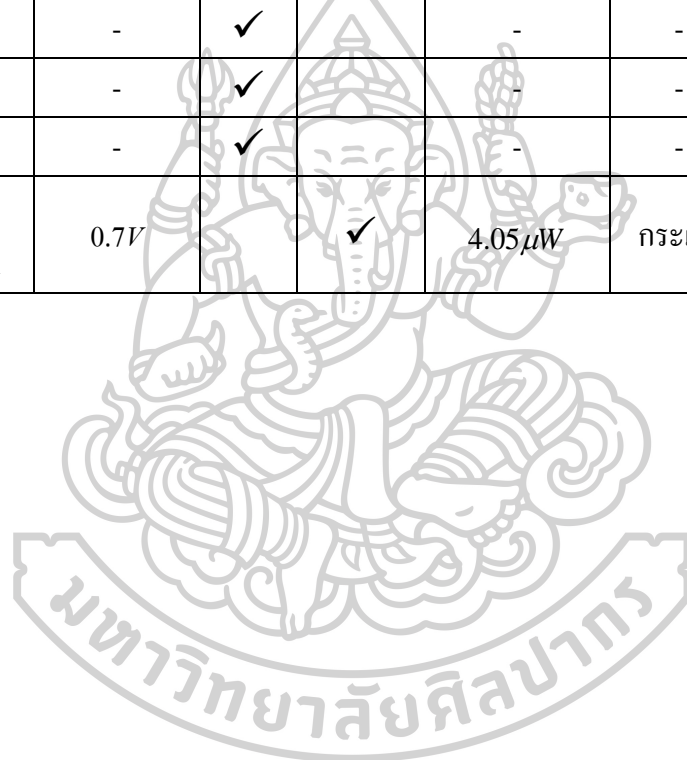
3) แนวทางในการพัฒนาต่อเพื่อที่นำไปประยุกต์ใช้งานด้านมอเตอร์ ควรมีวงจรบัฟเฟอร์ เพื่อแปลงเอาต์พุตเป็นแรงดันเพื่อสะดวกต่อการใช้งานการไปประยุกต์ใช้กับการขับอุปกรณ์สวิตซ์ ในวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับสายงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



รูปที่ 5.1 วงจรมอดูเลชันความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบระหว่างวงจรมอดูลความกว้างพัลส์แบบสเปซเวกเตอร์แบบแอนะล็อก
 ในรูปที่ 5.1 กับวงจรมอดูลด้วยเทคนิคต่าง ๆ ที่ผ่านมา

เอกสารอ้างอิง	แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง	อุปกรณ์		การสิ้นเปลืองพลังงาน	โหมดที่ใช้	อัตรามอดูเลตเชิงแอมพลิจูด
		ดิจิทัล	อนาล็อก			
[5]	-		✓	-	แรงดัน	-
[8]	1.25V		✓	7.57mW	กระแส	1.05
[20]	-		✓	-	แรงดัน	-
[21]	-	✓		-	-	1
[22]	-	✓		-	-	0.907
[23]	-	✓		-	-	0.975
วงจรมอดูล ในรูปที่ 5.1	0.7V		✓	4.05 μ W	กระแส	1.12



รายการอ้างอิง

1. Huber, L. and D. Borrojevic, Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995. **31**(6): p. 1234-1246.
2. Jabbar, M.A., A.M. Khambadkone, and Y. Zhang, Space-vector Modulation in a two-phase induction motor drive for constant-power operation. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004. **51**(5): p. 1081-1088.
3. Martins, D., et al., Drive for a Symmetrical Two-Phase Induction Machine Using Vector Modulation. Ieee Transactions on Industry Applications, 2006. **126**: p. 835-840.
4. Jang, D.h., PWM methods for two-phase inverters. IEEE Industry Applications Magazine, 2007. **13**(2): p. 50-61.
5. Charumit, C. and V. Kinnares. Analogue space vector modulator for two-phase loads using a three-leg voltage source inverter. in 2008 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics. 2009.
6. Toumazou, C., F.J. Lidgey, and D. Haigh, Analogue IC Design: The Current-mode Approach. 1993: Institution of Engineering & Technology.
7. Schmid, H. Why the terms 'current mode' and 'voltage mode' neither divide nor qualify circuits. in 2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Proceedings (Cat. No.02CH37353). 2002.
8. ณัฐพงศ์ ชัยบุญรัตน์สกุล ปวีช ช้อยขุนทด ระพีพันธ์ แก้วอ่อน วินัย ใจกล้า และ ภมร สีลาพันธ์. A Current-mode Space Vector Waveform Signal Technique based on Analog Type. in The 44 Electeical Engineering Conference. 2021.
9. Maryan, M.M. and S.J. Azhari, A MOS translinear cell-based configurable block for current-mode analog signal processing. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2017. **92**(1): p. 1-13.
10. Maryan, M.M., et al., A high-precision current-mode multifunction analog cell suitable for computational signal processing. Integration, 2020. **70**: p. 80-89.
11. พิพัฒน์ พรหมมี, ตำราเรียนวิชาวงจรรวมแบบแอนะล็อกสำหรับการสื่อสาร = Analog integrated circuits for communications. 2560, กรุงเทพฯ :: ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

12. Harrison, R.R. The MOS Transistor in Weak Inversion. Available from: <https://amarketplaceofideas.com/wp-content/uploads/2014/06/Subthreshold1.pdf>.
13. Siripruchyanun, M. A low-voltage, low-power current-mode automatic gain control (AGC) for battery-powered equipment. in Third IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications (DELTA'06). 2006.
14. Siripruchyanun, M. and W. Jaikla, CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier and applications to analog signal processing. AEU - International Journal of Electronics and Communications, 2008. **62**(4): p. 277-287.
15. วินัย ใจกล้า, Design of CMOS Current Controlled Current Differencing Transconductance Amplifier and Its Applications. 2548, มหาวิทยาลัยราชภัฏสวนสุนันทา.
16. มนตรี ศิริปรัชญานันท์, การศึกษาวงจรกำเนิดสัญญาณและวงจรถอดรหัส PWM ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสอย่างเป็นอิสระต่อกัน โดยอาศัยหลักการวางจรรวม. 2547, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
17. วีระเชษฐ ชันเงิน, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power electronic). 2557, กรุงเทพมหานคร: ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินต์ติ้ง. 424-434.
18. อรรณนที บัวศรี, Direct Torque Control For Linear Induction Motor, in สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี. 2556, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.
19. Holmes, D.G. and A.L. Thomas, Space Vector PWM for Multilevel Converters, in Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice. 2003, IEEE. p. 531-554.
20. Varma, P.S. and G. Narayanan, Space Vector PWM as a Modified Form of Sine-Triangle PWM for Simple Analog or Digital Implementation. IETE Journal of Research, 2006. **52**(6): p. 435-449.
21. Sowilam, G., S. Ahmed, and M. El-kader, Comparison study between three-phase three-level inverter techniques. MEPCON'2005, 2005. **Vol. I**: p. 362-370.
22. Holtz, J., W. Lotzkat, and A.M. Khambadkone, On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993. **8**(4): p. 546-553.
23. Sadr, M.B., et al. Implementation and analysis of SVM modulation method in linear and

- over-modulation zones. in 2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC). 2022.
24. Fragnie`re, E., E. Vittoz, and A. van Schaik, A Log-Domain CMOS Transcapacitor: Design, Analysis and Applications. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2000. **22**(2): p. 195-208.
25. ป วิ ช ์ อ ย ชู น ท ค , A Current-mode multicarrier phase shifted PWM circuit usion commercially available IC, in สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์. 2564, มหาวิทยาลัย ศิลปากร.





ISPACS 2022

Certificate of Participation

This certificate is given in appreciation to

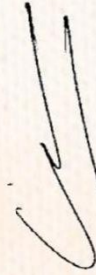
NATTAPONG THANYARATSAKUL

FACULTY OF ENGINEERING AND INDUSTRIAL TECHNOLOGY,
SILPAKORN UNIVERSITY, THAILAND.

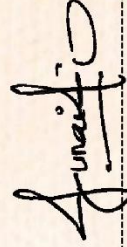
for attending and presenting in the International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS) 2022, to be held on November 22-25, 2022 in Penang, Malaysia.



Assoc. Prof. Dr. Phooi-Yee Lau
Technical Program Chair
MIMOS, Malaysia



Prof. Dr. Chin-Kuan Ho
General Chair ISPACS2022
Asia Pacific University, Malaysia



Assoc. Prof. Dr. Junaidi Bin Abdullah
Finance Chair
Multimedia University, Malaysia



Abstract Proceedings

ISPACS 2022

2022 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS)

22 - 25 November 2022

Penang, Malaysia

Organisers



Abstract Proceedings

ISPACS 2022

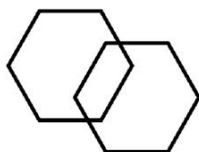
2022 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS)

Copyright © 2022 ISPACS

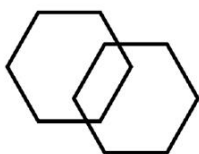
All rights reserved. No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying, recording or by any information storage and retrieval system, without permission by the organising committee.

Contents

WELCOME MESSAGE	1
ORGANISING COMMITTEE	2
KEYNOTE SPEAKER	5
INVITED SPEAKER	8
PROGRAM AT A GLANCE	10
SESSION: WIRELESS SYSTEMS	
Improved QoS in Internet of Things (IoTs) through Short Messages Encryption Scheme for Wireless Sensors Communication Syed Hussain Ali Kazmi, Faizan Qamar, Rosilah Hassan and Kashif Nisar	14
Deep Learning-Based Demodulation of Radio Signal Kim Chia and Vishnu Monn Baskaran	14
System Design Considerations in Free Space Optical Links over Turbulence Channel Omar Aboelala, It Ee Lee and Gwo Chin Chung	15
The Accuracy of Signal-to-Noise Ratio Estimation on a Fully Functional QPSK Transceiver Shou-Sheu Lin, Yu-Chi Hsieh, Jyun-Tai Chung and Jia-Ze Wong	15
A Guard Interval Control Scheme Using Theoretical System Capacity for UAV MU-MIMO-OFDM THP Systems Kazuki Yao, Shuhei Saito, Hirofumi Suganuma and Fumiaki Maehara	16
SESSION: INTELLIGENT FAULT DIAGNOSTIC TECHNIQUES BASED ON VISUAL PERCEPTION	
Omnidirectional Image Quality Assessment with a Superpixel-Based Sparse Model Zhaolin Wan, Xiao Yan, Qiushuang Yang, Han Qin, Xiguang Hao and Zhiyang Li	18
Multiple Categories of Visual Smoke Detection Database Yafei Gong, Xuanchao Ma, Hongyan Liu and Ke Gu	18
No-Reference DIBR-Synthesized Video Quality Assessment based on Spatio-Temporal Texture Inconsistency Measurement Guangcheng Wang, Kezheng Sun and Lijuan Tang	19



Multiple Levels Perceptual Noise Backed Visual Information Fidelity for Picture Quality Assessment Chenchen Peng, Mixia Wu and Kaiyuan Liu	19
An Efficient Smoke Detection Approach Based on Dual-Channel Neural Network Chengxu Zhou, Dongxia Wang and Haoran Cai	20
Research on Air Quality Monitoring System Based on STM32 Single Chip Microcomputer Ting Shi, Pengyu Li, Wu Yang, Ailin Qi and Junfei Qiao	20
SESSION: VISUAL ATTRIBUTES FOR SMART APPLICATIONS (VASA)	
BiSign-Net: Fine-grained Static Sign Language Recognition based on Bilinear CNN Arezoo Sadeghzadeh and Md Baharul Islam	22
Retinal Image Restoration using Transformer and Cycle-Consistent Generative Adversarial Network Alnur Alimanov and Md Baharul Islam	23
Single Image Super-Resolution Using Inverted Residual and Channel-Wise Attention Md Imran Hosen and Md Baharul Islam	23
Cross-View Integration for Stereoscopic Video Deblurring Hassan Imani and Md Baharul Islam	24
Nuclei Segmentation in ER-IHC Stained Histopathology Images using Mask R-CNN Md Jahid Hasan, Wan Siti Halimatul Munirah Wan Ahmad, Mohammad Faizal Ahmad Fauzi, Lee Jenny T. H., Khor See Y., Looi Lai M. and Fazly Saleh Abas	24
SESSION: SIGNAL PROCESSING AND WIRELESS COMMUNICATION TECHNOLOGIES IN 5G AND 6G	
Successive Interference Cancellation for Ultra-Dense 5G Heterogeneous Network Faizan Qamar, Syed Hussain Ali Kazmi, Rosilah Hassan and Mhd Nour Hindia	26
Medical Internet of Things and 6G for Classification of pathological ECG beats based on Fractional Fourier Transform and Hyperparameter Tuning Mohamed Chaabane, El Rharras Abdessamad, Chehri Abdellah and Saadane Rachid	26
A Vision of IoT, 5G and 6G Data Processing: Applications in Climate Change Mitigation El Maachi Soukaina, Rachid Saadane, Abdellah Chehri and Mohamed Wahbi	27
Fed-Haul: A Federated Learning Dual Band Point Multi-point Backhaul Requirements in 5G Evolution and Beyond Abdellah Chehri, Rachid Saadane, Adil Mehdary and Gwanggil Jeon	27



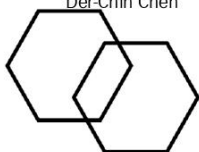
- Reconfigurable Intelligent Surfaces and DF-Relay Improved Spectral Efficiency in Cognitive Radio Networks** 28
 Mohammed Saber, Rachid Saadane, Abdellah Chehri, Badaoui Abdelmounaim, El Mettiti Abderrahmane and Hasna Chaibi

SESSION: INNOVATIVE APPLICATIONS FOR ARTIFICIAL INTELLIGENCE AND DATA SCIENCE I

- Soft Information Adjustor for Four-Head/Two-Track (4H/2T) Bit-Patterned Magnetic Recording** 30
 Chanon Warisarn and Natthakan Rueangnetr
- Deep Neural Networks based Soft-Information Improvement for Two-head/Two-track Bit-Patterned Magnetic Recording** 30
 Anawin Khametong, Natthakan Rueangnetr, Chanon Warisarn, Santi Koonkarnkhai and Piya Kovintavewat
- Soft Information Scheme Based Multilayer Perceptron in Coded Bit-Patterned Media Recording System** 31
 Chanon Warisarn and Jirayut Praiswan
- WLAN Throughput Prediction Using Deep Learning with Throughput, RSS, and COR** 31
 Yoshihiko Tsuchiya, Norisato Suga, Kazunori Uruma, Kazuto Yano, Yoshinori Suzuki and Masaya Fujisawa
- Towards More Stable LIME for Explainable AI** 32
 Chung Hou Ng, Hussain Sadiq Abuwala and Chern Hong Lim

SESSION: INNOVATIVE APPLICATIONS FOR ARTIFICIAL INTELLIGENCE AND DATA SCIENCE II

- TransUNet for Cross-Domain Semantic Segmentation of Urban Scenery** 34
 Wei Yuen Teh and Ian Tan
- Neural Data-to-Text Generation: An Encoder-Decoder Structure with Multi-Candidate-based Context Module** 34
 Jing-Ming Guo, Koksheik Wong, Bo-Ruei Cheng and Chen-Hung Chung
- Shadow Compensation for Aerial Images Using Statistical Color Tuning** 35
 Shahbe Mat-Desa, Wan-Noorshahida Mohd-Isa and M Roslee
- A Preliminary Study of Employing Lowpass-Filtered and Time-Reversed Feature Sequences as Data Augmentation for Speech Enhancement Deep Networks** 35
 Che-Wei Liao, Ping-Chen Wu and Jieh-Weih Hung
- Color Refractive Error Exam for Speech Disorder** 36
 Feng-Ming Yeh, Liang-Ying Huang, Chun-Yu Chiang, Rong-Seng Chang, Chuen-Lin Tien, Ya-Hui Hsieh and Der-Chin Chen



SESSION: SMART ELECTRONICS AND SMART SYSTEMS I

Single VDGA-based First-order All-pass Filter Using Grounded Capacitor Montree Siripruchyanun and Burin Theppota	38
Voltage-Mode Biquad Multifunction Filter Using VCIs Koson Pitaksuttayaprot, Somkid Ritnathikul and Winai Jaikla	38
Fractional-order Sinusoidal Oscillator with Arbitrary Phase Fining and Orthogonally CO and FO Peradol Pienpichayapong, Natapong Wongprommoon and Pipat Prommee	39
Analysis of Machine Learning Techniques for Predictive Maintenance in Cooler Condition Mirza Rayana Sanzana, Mostafa Abdulrazic, Jing Ying Wong, Tomas Maul and Chun Chieh Yip	39
0.3 V Fully Differential Current Conveyor Using MIBD-DT MOST Technique Montree Kumngern, Usa Torteanchai, Natapong Wongprommoon, Wirote Jongchanachawat, Siraphop Tooprakai and Somkiat Lerkvaranyu	40

SESSION: SMART ELECTRONICS AND SMART SYSTEMS II

Automatic Monitoring and Controlling System for Hydroponics Greenhouse Environments Through Smartphone Application Orapin Channumsin, Jirasin Trancharoen, Sarut Sonchaiyaphum, Jirapun Pimpol and Worapong Tangsirirat	42
Commercially Available ICs Based Dual Ramp Operations Triangular/Square Wave Generator by Electronically Controllable Phamorn Silapan, Arisara Luewisutichat, Pawich Choykhuntod and Rapeepan Kaewon	42
A Current mode Three-phase Analog Space Vector Signal Generation Technique Based on Subthreshold Region Nattapong Thanyaratsakul, Rapeepan Kaewon and Phamorn Silapan	43
Enhancing the Linearity Range of LVDT Using Hyperbolic Sine Function Preecha Thongdit and Krit Angkeaw	43

SESSION: DIGITAL SIGNAL PROCESSORS

Heat Kernel Smoothing Using Node-Invariant, Node-Varaint and Edge-Variant Graph Filters Chien-Cheng Tseng and Su-Ling Lee	45
A Proposal of Normalized Adaptive Direct Blind Equalization and its Application Minoru Komatsu and Nari Tanabe	45



A Consideration of High-Convergence Adaptive Deconvolution with Noise Reduction Function Based on Total Least Squares 46
Ryusuke Kono, Minoru Komatsu and Hiroki Matsumoto

A Temperature Data Denoising Method with Consideration of Noise Variance 46
Chien-Cheng Tseng and Su-Ling Lee

SESSION: IMAGE/VIDEO PROCESSING I

A Power Saving Scheme for Smart Phone GPS Tracker Using Kalman Filtering 48
Sun-Ting Lin, Shou-Sheu Lin and Kun-You Sun

Information-Based Rule Ranking for Associative Classification 48
Huey Fang Ong, Cheryl Yi Ming Neoh, Vhera Kaey Vijayaraj and Yi Xian Low

Detection and histo-scoring of HER2/CEN17 biomarkers in SISH images 49
Zaka Ur Rehman, Mohammad Faizal Ahmad Fauzi, Wan Siti Halimatul Munirah Wan Ahmad, Phaik Leng Cheah, Lai M. Looi, Toh Yen Fa and Fazly Salleh Abas

Improved F0 Estimation based on l2-norm Regularized TV-CAR Analysis using Bone-Conducted filter with an Adaptive Pre-Emphasis 49
Keiichi Funaki

SESSION: IMAGE/VIDEO PROCESSING II

Layered Deep Learning for Improved Breast Cancer Detection 51
Bitu Asadi and Qurban Memon

Connection Reduction of DenseNet for Image Recognition 51
Rui-Yang Ju, Jen-Shiun Chiang, Chih-Chia Chen and Yu-Shian Lin

A Method for Integrated Processing of Edge Enhancement and Contrast Enhancement 52
Akira Taguchi and Wataru Mizuno

Shadow Detection and Removal of Road Images with Maximum Extraction of Road Marker Using Multi-Colour-Space 52
Aerun Martin, Mohd Nazeri Kamaruddin and Zamani Md Sani

SESSION: RECENT APPLICATIONS OF DEEP LEARNING FOR DATA ANALYSIS

Three-Stage Salient Object Detection based on Integrated Priors 54
Yaqi Liu, Chao Xia and Jianyi Zhang

Continuous Adaptation in Nonstationary Environments Based on Actor-Critic Algorithm 54
Yang Yu, Zhixiong Gan, Chun Li, Hui Luo and Jiashou Wang



Sparse Method Towards Temporal Action Detection Lijuan Wang, Suguo Zhu, Wuteng Qi and Jin Yang	55
An Efficient ConvNet for Text-based CAPTCHA Recognition Ke Qing and Rong Zhang	55
Hybrid Attention Mechanism Combined with Peak Sampling for Object Tracking Zheng-Jun Xu, Da-Xin Zhu, Dan-Lin Cai and De-Tian Huang	56
SESSION: ADVANCED TOPICS ON MULTIMEDIA SECURITY AND APPLICATIONS	
On the Transferability of Adversarial Examples between Encrypted Models Miki Tanaka, Isao Echizen and Hitoshi Kiya	58
Detection for Non-genuine Identification Documents Calvin Yap, Koksheik Wong, Ganesh Krishnasamy and Ian Kim Teck Tan	58
Lightweight Scrambled JPEG XS Coding for Privacy Protection Takayuki Nakachi, Hiroyuki Kimiyama and Mitsuru Maruyama	59
A Reversible Image Processing Method with Selectable Functions Yuki Sugimoto and Shoko Imaizumi	59
Improved Median-Filtered Data Embedding Method for Image Enhancement Koi Yee Ng, Simying Ong and Koksheik Wong	60
SESSION: MACHINE LEARNING	
Neural Network-based Approximate Quality Prediction for Parameter Exploration in Industrial Manufacturing Jisu Kwon, Moon Gi Seok and Daejin Park	62
Musical Key Classification Using Convolutional Neural Network Based on Extended Constant-Q Chromagram Sorawat Chivapreecha, Tantep Sinjanakhom and Akraphon Trirat	62
Joint Channel Estimation and Signal Detection using Latent Space Representations in VAE Ian Wong, Mohamed Hisham Jaward, Vishnu Monn Baskaran, Chong Hin Chee and Moh-Lim Sim	63
A Deep Learning Based Framework for Badminton Rally Outcome Prediction Yong En Tan, John See, Junaidi Abdullah, Lai Kuan Wong and Kar Weng Ban	63
Crowd Monitoring of Hajj Pilgrimage using Video Analytics and Deep Learning Md Roman Bhuiyan, Junaidi Abdullah, Noramiza Hashim and Fahmid Al Farid	64



Recurrent Network with Attention for Symbol Detection in Communication Systems Kim Chia, Vishnu Monn Baskaran, Kok Sheik Wong, Moh Lim Sim and Chong Hin Chee	64
---	----

SESSION: MULTIMEDIA SYSTEMS AND APPLICATIONS

Noise-aware Zero-Reference Low-light Image Enhancement for Object Detection Kelvin Ang, Wan Teng Lim, Yuen Peng Loh and Simying Ong	66
Location Sensing and Tracking of Mobile Robots in the Plant Pipes with Particle Filter Miin-Jong Hao, Wei-Che Hsu and Stephen S. H. Chang	66
Design of Efficient In-Hand Network (IHN) Architecture for Humanoid Jaehyun Lee and Sungkwon Park	67
Consideration on a Single Input Blind Source Separation Method Using Quadrature Mirror Filter for Pulse Wave Extraction Seiya Ogawa, Minoru Komatsu and Hiroki Matsumoto	67
Statistical Analysis of Multiphase Error Algorithm Shin'Ichi Koike	68
Zero-shot Learning on Gesture Movement for Interactive Dashboard Control Wen Lin Yong, Yiqi Tew and Jun Kit Chaw	68

SESSION: POSTER AND DEMO

3D Point-of-Intention Determination Using a Multimodal Fusion of Hand Pointing and Eye Gaze for a 3D Display Kosin Chamnongthai	70
Underwater Corrosion Recognition using Colour Illumination Mapping Amalina Ibrahim, Wan-Noorshahida Mohd-Isa, Mazliham Mohd Su'Ud and Shahbe Mat Desa	70
Liveness Detection for Images and Audio Wei Yuen Teh, Ian K. T. Tan and Heng Kiat Tan	71



WELCOME MESSAGE

It is my great pleasure as Chair of ISPACS steering committee to welcome all participants to ISPACS 2022 hosted by, Multimedia University, Universiti Tunku Abdul Rahman, and IEEE Signal Processing Society (Malaysia Chapter), being held during 22-25 November 2022 in Penang, a famous island of Malaysia and a UNESCO World Heritage Site. ISPACS as the well-known international conference focusing on intelligent signal processing and communication systems was launched in Taipei, Taiwan in 1992, and then continued to be annually organized in many prominent cities in Asia-Pacific region, including Sendai, Japan (1993), Seoul, Korea (1994), Singapore (1996), Kuala Lumpur, Malaysia (1997), Melbourne, Australia (1998), Phuket, Thailand (1999), Honolulu, USA (2000), Nashville, USA (2001), Kaohsiung, Taiwan (2002), Awaji Island, Japan (2003), Seoul, Korea (2004), Hong Kong, China (2005), Yonago, Japan (2006), Xiamen, China (2007), Bangkok, Thailand (2008), Kanazawa, Japan (2009), Chengdu, China (2010), Chiangmai, Thailand (2011), New Taipei City, Taiwan (2012), Okinawa, Japan (2013), Kuching, Malaysia (2014), Bali, Indonesia (2015), Phuket, Thailand (2016), Xiamen, China (2017), Ishigaki Island, Okinawa, Japan (2018), Taipei, Taiwan (2019), and Hualien, Taiwan (2021).

During the long history of 30 years, ISPACS has attracted many researchers and become a well-known and well-established international symposium. This is the third time for Malaysia to host the ISPACS. Penang is a great place with wonderful nature, beautiful scenery, friendly people, great culture and tasty food. I am confident that ISPACS 2022 will provide good opportunities for researchers around the world to share their research and enjoy the stay in Penang. According to the COVID-19 pandemic situation, the organizing committee have put special efforts to handle the situation very well. The host has invited Prof. Hideo Saito, Keio University, Japan and Prof. Weisi Lin, Nanyang Technological University, Singapore to deliver keynote speeches. The keynote speakers will share the state-of-the-art knowledge along with their expertise and insights to our research community. I am really appreciated for their kind supports. I would also like to recognize and thank all the organizing committee members led by Prof. Chin Kuan Ho, Asia Pacific University, Malaysia for their hard works and great contributions to ensure all of us will have a wonderful and memorable stay in Penang. Finally, I wish each of you well in ISPACS 2022 and success in your research career.

Pichaya Tandayya, IEEE Senior Member
Prince of Songkla University, Thailand



ORGANISING COMMITTEE

General Chair



Chin Kuan Ho
Asia Pacific University,
Malaysia



Jing-Ming Guo
NTUST, Taiwan



Kosin Chamnongthai
KMUTT, Thailand



Hitoshi Kiya
Tokyo Metropolitan
University, Japan

Technical Program Chair



Phooi Yee Lau
MIMOS, Malaysia



**Mohammad Faizal
Ahmad Fauzi**
Multimedia University,
Malaysia



Chanon Warisarn
King Mongkut's
Institute of Technology
Ladkrabang, Thailand



Sung-Kwon Park
Hanyang University,
Republic of Korea



Matteo Naccari
Audinate,
United Kingdom



Huanqiang Zeng
Huaqiao University,
China



ORGANISING COMMITTEE

Special Session Chair



Gu Ke

Beijing Institute of
Technology, China



Gwanggil Jeon

National Incheon
University, Korea



Lai-Kuan Wong

Multimedia University,
Malaysia



Wen-Huang Cheng

NYTU, Taiwan

Industry/Demo Chair



John See

Heriot Watt University,
Malaysia



Chee Seng Chan

University Malaya,
Malaysia



KokSheik Wong

Monash University,
Malaysia



Kaoru Arakawa

Meiji University,
Japan



Hsueh-Ming Hang

NYTU, Taiwan



Tat-Jun Chin

Adelaide University,
Australia



ORGANISING COMMITTEE

Publicity Chair



Hui-Ngo Goh

Multimedia University,
Malaysia



Md Baharul Islam

American University of
Malta, Malta



Shintami Hidayati

Institut Teknologi
Sepuluh Nopember,
Indonesia



R. Kanesaraj

Multimedia University,
Malaysia

Local Arrangement Chair



Timothy Yap

Multimedia University,
Malaysia



Soo Wool King

Multimedia University,
Malaysia



Siew Cheng Lai

UTAR, Malaysia

Registration Chair



Kok Why Ng

Multimedia University,
Malaysia

Finance Chair



Junaidi Abdullah

Multimedia University,
Malaysia

Publication Co-Chair



Junaidi Abdullah

Multimedia University,
Malaysia



Wan Noorshahida
Mohd Isa

Multimedia University,
Malaysia

KEYNOTE SPEAKER

LIN WEISI



Lin Weisi is an active researcher in intelligent image processing, perception-based signal modelling and assessment, video compression, and multimedia communication. He had been the Lab Head, Visual Processing, in Institute for Infocomm Research (I2R). He is a Professor in School of Computer Science and Engineering, Nanyang Technological University, where he also served as the Associate Chair (Research). He is a Fellow of IEEE and IET, and an Honorary Fellow, Singapore Institute of Engineering Technologists. He has been awarded Highly Cited Researcher 2019 and 2020 and 2021 by Web of Science. He has elected as a Distinguished Lecturer in both IEEE Circuits and Systems Society (2016-17) and Asia-Pacific Signal and Information Processing Association (2012-13), and given keynote/invited/tutorial/panel talks to 40+ international conferences. He has been an Associate Editor for IEEE Trans. Image Process., IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., IEEE Trans. Multimedia, IEEE Signal Process. Lett., Quality and User Experience, and J. Visual Commun. Image Represent. He also chaired the IEEE MMTC QoE Interest Group (2012-2014), and elected to the European Network on Quality of Experience in Multimedia Systems and Services (QUALINET) from a Non-COST Country Institution, based on scientific merits (2011); he has been a TP Chair for IEEE 2013, QoMEX 2014, PV 2015, PCM 2012 and IEEE VCIP 2017. He believes that good theory is practical, and has delivered 10+ major systems and modules for industrial deployment with the technology developed.

Lin WeiSi
Professor
Nanyang Technological University

To Determine Visual Just-Noticeable-Difference for Human and Machine Tasks

Visual Just-Noticeable-Difference (JND) refers to the minimum visual signal change which can be sensed by the human being. It is a result of human evolution: our early ancestors optimized the visual sensing organs (mainly eyes and brain) to achieve just the sufficient sensitivity and level of information detail toward fruit and animal hunting, as the solution to tackle big visual data received under the body resource constraint. The JND formulation and computational models are the prerequisite for user-centric designs for turning human perceptual limitation into meaningful system advantages, in terms of computing power, bandwidth, storage space, energy/battery usage, device cost/size, and so on. In this talk, systematic views and a classification will be first presented on visual JND research. Then, the related computational models and applications up to date are to be reviewed, from conventionally handcrafted approaches to recently emerging data-driven ones. Furthermore, recent research attempts will be introduced regarding perception by machines, which increasingly become ultimate users for visual signals in the AI era; extension is also to be explored for audio, smell, taste, and haptics/temperature signals, as well as cross-modality efforts, toward full multimedia. Particularly, digital representation of the related signals (like smell and taste) is still a research problem in general. Finally, possible future opportunities are to be highlighted and discussed.

KEYNOTE SPEAKER

HIDEO SAITO



Hideo Saito received the Ph.D. degree in electrical engineering from Keio University, Japan, in 1992. Since 1992, he has been on the Faculty of Science and Technology, Keio University. From 1997 to 1999, he joined the Virtualized Reality Project at the Robotics Institute, Carnegie Mellon University, as a Visiting Researcher. Since 2006, he has been a Full Professor with the Department of Information and Computer Science, Keio University. His research interests include computer vision and pattern recognition, and their applications to augmented reality, virtual reality, and human-robotic interaction. His recent activities in academic conferences include being the

Program Chair of ACCV 2014, the General Chair of ISMAR 2015, the Program Chair of ISMAR 2016, and the Scientific Program Chair of Euro VR2020.

Hideo Saito, Ph.D.

Professor

Dept. of Information and Computer Science, Keio University

3-14-1 Hiyoshi Kohoku-ku Yokohama, 223-8522, Japan

Tel: +81-45-566-1753, Fax: +81-45-566-1747

<http://www.hvrl.ics.keio.ac.jp/>

AI Applications for Image Sensing

Ten years have passed since AI was shown to be capable of dramatically improving image recognition performance. In the past decade, various studies have shown that AI can innovatively improve the conventional performance not only in image recognition, but also in "image sensing," which estimates various physical quantities and geometric shapes and structures of objects in the real environment captured in images. In this talk, the methods and performance of machine learning techniques for image sensing will be introduced through concrete examples of their application.



KEYNOTE SPEAKER

CHEE SENG CHAN



Dr. Chan currently is a full Professor at Universiti Malaya (UM) where he leads a research team that specializes in computer vision and machine learning. Together with his team, Dr. Chan has published more than 100 papers in top peer-review computer vision and machine learning conferences and journals. Dr. Chan serves as an Associate Editor of Pattern Recognition (Elsevier), and has co-organized several workshops/tutorials and challenges at major computer vision/machine learning conferences. He was the recipient of Top Research Scientists Malaysia (TRSM) in 2022, Young Scientists Network Academy of Sciences Malaysia (YSN-ASM) in 2015 and Hitachi Research Fellowship in 2013. Besides that, I am also a senior member (IEEE), Professional Engineer (BEM) and Chartered Engineer (IET). During 2020-2022, Dr. Chan was seconded to the Ministry of Science, Technology and Innovation (MOSTI) as the Lead of PICC Unit under COVID19 Immunisation Task Force (CITF), as well as the Undersecretary for Division of Data Strategic and Foresight.

Chee Seng Chan, Ph.D.

Professor

Department of Artificial Intelligence Faculty of Comp. Sci. & Info. Tech.

University of Malaya, 50603 Kuala Lumpur Malaysia

Tel: +603 7967 6433

<http://web.fsktm.um.edu.my/~cschan/>

DeepIP: Intellectual Property Protection for Deep Learning Model

With substantial amount of time, resources and human (team) efforts invested to explore and develop successful deep neural networks (DNN), there emerges an urgent need to protect these inventions from being illegally copied, redistributed, or abused without respecting the intellectual properties of legitimate owners. Following recent progresses along this line, we investigate a number of watermark-based DNN ownership verification methods in the face of ambiguity attacks, which aim to cast doubts on the ownership verification by forging counterfeit watermarks. It is shown that ambiguity attacks pose serious threats to existing DNN watermarking methods. As remedies to the above-mentioned loophole, this paper proposes novel passport-based DNN ownership verification schemes which are both robust to network modifications and resilient to ambiguity attacks. The gist of embedding digital passports is to design and train DNN models in a way such that, the DNN inference performance of an original task will be significantly deteriorated due to forged passports. In other words, genuine passports are not only verified by looking for the predefined signatures, but also reasserted by the unyielding DNN model inference performances. Extensive experimental results justify the effectiveness of the proposed passport-based DNN ownership verification schemes.

INVITED SPEAKER

MATTEO NACCARI



Matteo Naccari is the Lead Video Codec Engineer at Audinate in Cambridge - UK. He earned a PhD in Information Science Engineering from the Technical University of Milan (Politecnico di Milano) under the supervision of Professor Stefano Tubaro with a scholarship funded by STMicroelectronics to research on innovative video coding tools for transcoding, error resilience and automatic video quality monitoring. He has been a Post-Doctoral researcher at the Telecommunications Institute - Lisbon researching on methods to integrate models of the human visual system into video codec architectures. He then moved to cover positions

in the industry, first as Senior Technologist in the R&D division of the British Broadcasting Corporation (BBC), then as Principal Engineer at DisplayLink (currently Synaptics) and finally Audinate since 2021. In 2017 he was an invited scientist at the Science and Technology Research Laboratory (STRL) of the public Japanese broadcaster (NHK) in Tokyo to research on transmission of High Dynamic Range (HDR) material in broadcasting application as well as design novel coding tools for the successor of the H.265/HEVC standard. His current research interests are on video coding technologies and optimised implementations of codecs to serve professional Audio and Video transmitted over IP networks. He's a Senior member of the IEEE and author or co-author of several conference and journal contributions.

Matteo Naccari
Lead Video Codec Engineer
Audinate - Cambridge UK

Video Delivery Over IP for Professional Applications: Current Status and Challenges

Ethernet technologies have evolved over the past few years to guarantee reliable data transmission and synchronization. This has enabled the migration of content production from bespoke and dedicated networks to IP ones. Such a migration has opened the door to a variety of new opportunities whereby Audio and Video (AV) devices can be easily discovered and connected via simple ethernet switches. Studio production can be delocalized, and events may happen remotely (e.g. musicians playing at different locations) to accommodate mobility restrictions imposed by the pandemics such as the recent COVID-19 one. Moreover, thanks to the use of IP networks, different stages of the content production and delivery pipeline may happen in the cloud where computational resources are more powerful. In this context, the delivery of precisely timed audio-visual signals can be accomplished by systems which implement a software and hardware platform solution enabling such a reliable transport, guaranteeing interoperability and easing the configuration of the network. One of most popular examples of these network systems for AV data transmission over IP is Audinate's Dante. Dante originally dealt with audio data and has become the de-facto industry standard.

Due to the recent trends, where video signals are becoming more pervasive over IP networks in professional content creation and delivery, Dante networks are now evolving to carry video material and address all the related challenges. The main goal of this keynote is to introduce the audience to the main application scenarios and concepts behind the delivery of professional AV material over IP networks. Particular emphasis will be devoted to the processing and transmission of visual data, which, due to their nature, will inevitably take the largest share of the total available bandwidth. Moreover, given the precisely timed video data delivery coupled with good visual quality requirements lead final users of professional AV applications to have high expectations which require careful and effective design of compression formats and related codecs. The talk will discuss the challenges faced in the AV over IP scenario and present the typical operating points such as video formats, compression standards and bandwidth required. Also, some remarks on the analysis of data travelling through networks such as Dante will be commented on.



PROGRAM AT A GLANCE

DAY 1 - TUESDAY, 22 NOVEMBER 2022

13:00 - 18:00	ISPACS2022 Registration <i>Lobby: Conference Hotel</i>
18:00 - end	ISPACS2022 Welcome Reception (Hotel G Gurney - Salon 5) Encee: Phooi Yee Lau (1) (MIMOS, Malaysia) / Timothy Tren Yun Yap (2) (Multimedia University, Malaysia) ISPACS2022 General Chair Remark ISPACS ISC Chairman Remark Local Arrangement Chair Briefing

DAY 2 - WEDNESDAY, 23 NOVEMBER 2022

	Salon2	Salon3	Salon4	Ballroom 1
8:00 - 9:00	Opening Ceremony Encee: Janaidi Abdullah (Multimedia University, Malaysia) Welcoming Speech by General Chair Prof. Chin Kuan Ho (Asia Pacific University, Malaysia) (Ballroom 1)			ISPACS2022 Registration (Grand Ballroom Lobby)
9:00 - 19:00	ISPACS2022 Keynote Determine Visual Just-Noticeable-Difference for Human & Machine Tasks <i>Speaker: Lin WeiSi, Nanyang Technological University, Singapore</i> Chair: Lai Xuan Wong (Multimedia University, Malaysia) (Ballroom 1)			
10:00 - 10:30	Coffee Break			
10:30 - 11:00	Oral 1 (Hybrid)* Wireless Systems Park Sung-Kwon (Gyeongsang University, Republic of Korea)	Oral 2 (Hybrid) Intelligent Fault Diagnostic Techniques Based on Visual Perception Guangzhong Wang (Nantong University, China)	Oral 3 (Hybrid) Visual Attributes for Smart Applications (VASA) Md Bahard Eddin (American University of Malta, Malta)	Poster Session 1 Chair: Wan Noorshahida Mohd Isa (Multimedia University, Malaysia) 7238,9454
11:00 - 11:30				
11:30 - 12:00	131,857,3016,8472,8647	155,3766, 4727,7370,8578,8903	2747,5278,6235,8428,8989	
12:00 - 12:30	Lunch			
12:30 - 13:00				
13:00 - 13:30	Oral 4 (Hybrid) Signal Processing and Wireless Communication Technologies in 5G and 6G Abdellak Ckebit (University of Quebec, Canada)	Oral 5 (Hybrid) Innovative Applications for Artificial Intelligence and Data Science I Liu Min Min Myint (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)	Oral 6 (Hybrid) Smart Electronics and Smart Systems I Pipat Prasamee (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)	
13:30 - 14:00	439,2422,4610,4846,6380	1316,2589,2664,2985,7610	520,5763,6935,8098,8449	
14:00 - 14:30				
14:30 - 15:00	Coffee Break			
15:00 - 15:30	Oral 7 (Hybrid)* Digital Signal Processors Kavin Chamongthai (King Mongkut's University of Technology Thonburi, Thailand)	Oral 8 (Hybrid) Innovative Applications for Artificial Intelligence and Data Science II Lin Min Min Myint (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)	Oral 9 (Hybrid) Smart Electronics and Smart Systems II Pipat Prasamee (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)	
15:30 - 16:00				
16:00 - 16:30	5587,8666,9752,9845	3026,3649,7174,8112,9608	9513,9595,9853,9890	
16:30 - 17:30	ISPACS2022 Invited Speaker Speaker: Matteo Naccari, Audinate Chair: Phooi Yee Lau (MIMOS, Malaysia) (Ballroom 1)			

PROGRAM AT A GLANCE

DAY 3 - THURSDAY, 24 NOVEMBER 2022

	Salon2	Salon3	Salon4	Ballroom 1
9:00 - 10:00	ISPACS2022 Keynote AI Applications for Image Sensing <i>Speaker: Hideo Saito</i> , Keio University, Japan <small>Chair: Phool Yee Lee (MIMOS, Malaysia)</small> (Ballroom 1)			ISPACS2022 Registration (Grand Ballroom Lobby)
10:00 - 10:30	Coffee Break			
10:30 - 11:30	ISPACS2022 Keynote DeepIP: Intellectual Property Protection for Deep Learning Model <i>Speaker: Chan Chee Seng</i> , Universiti Malaya, Malaysia <small>Chair: Kok Sheik Wong (Monash University, Malaysia)</small> (Ballroom 1)			Demo Session / Social Networking 8616
11:30 - 12:00	Oral 10 (Hybrid)* Image/Video Processing I <small>Lai Kuan Wong (Multimedia University, Malaysia)</small> 2797,3388,4933,5955	Oral 11 (Hybrid) Recent Applications of Deep Learning for Data Analysis <small>Jiangqiang Zhu (Hanjiao University, China)</small> 262,1161,3341,4950,6653	Oral 12 (Hybrid) Advanced Topics on Multimedia Security and Applications <small>Sin Ying Ong (University Malaya, Malaysia)</small> 906,5004,7180,9405,9579	
12:00 - 12:30				
12:30 - 13:00				
13:00 - 13:30	Lunch			
13:30 - 14:00				
14:00 - 15:00	ISPACS2022 Special Lecture Towards Humanistic AI - Social, Ethical and Philosophical Perspectives <i>Speaker: Ng Kwan-Hoong</i> , Universiti Malaya, Malaysia <small>Chair: Wan Noorshahida Mohd Isa (Multimedia University, Malaysia)</small> (Ballroom 1)			
15:00 - 15:30	Oral 13 (Hybrid)* Image/Video Processing II <small>Phool Yee Lee (MIMOS, Malaysia)</small> 5495,5974,7963,9997	Oral 14 (Hybrid)* Machine Learning <small>Jea-Shim Ching (Tamkang University, Taipei)</small> 278,798,2210,3077,4700,8155	Oral 15 (Hybrid)* Multimedia Systems and Applications <small>Matteo Naccari (Aulnate, UK)</small> 2376,2470,3592,5198,5227,9565	
15:30 - 16:00				
16:00 - 16:30				
16:30 - 17:00	Coffee Break			
17:00 - 17:30				
17:30 - 18:00	(Preparation for Banquet)			
18:00 - 18:30				
18:30 - end	ISPACS2022 Banquet Dinner (Salon5, G Hall) <small>Entree: Wan Noorshahida Mohd Isa (1) / Timothy Tson V*</small> B11*B6:E20*B3:E30*B1:E20*B11*B6:E20*B1:E20*A1:E20			



PROGRAM AT A GLANCE

DAY 4 - FRIDAY, 25 NOVEMBER 2022

8:00 - 8:30	<p align="center">Tour Participants Registration <i>Conference Hotel Lobby</i></p>
8:30 - 14:00	<p align="center">ISPACS2022 City Tour (with Lunch) Lead: Timothy Tzeen Vun Yap (Multimedia University, Malaysia)</p> <p align="center">Itinerary: <i>Wat Chayamangkalaram and Dhammikarama Temple</i> <i>Penang Hill</i> <i>Street of Harmony</i> <i>Old Penang Street Art</i> <i>Chan Jeties</i></p> <p align="center"><i>Dropoff at Conference Hotel Lobby at 14:00</i></p>



A Current mode Three-phase Analog Space Vector Signal Generation Technique Based on Subthreshold Region

Nattapong Thanayratsakul
Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering and Industrial
Technology, Silpakorn University
(Sanam Chandra Palace Campus)
Nakhonpathom,73000, Thailand
Thanayratsakul_n@su.ac.th

Rapeepan Kaewon, Sakrapee Paisalman
Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering and Industrial
Technology, Silpakorn University
(Sanam Chandra Palace Campus)
Nakhonpathom,73000, Thailand
0000-0002-1687-9350, 0000-0002-
2600-1824

Phanom Silapan
Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering and Industrial
Technology, Silpakorn University
(Sanam Chandra Palace Campus)
Nakhonpathom,73000, Thailand
0000-0002-7447-1783

Abstract— This paper presents a technique for generating current-mode 3-phase analog space vector signals in the subthreshold region of the MOS transistor to optimize the modulation by the SVPWM method. The proposed circuit is designed using a half-wave rectifier and an amplifier circuit structured as MOS transistors. PSpice simulates the performance and applications of the proposed circuit at $\pm 0.7V$ supply voltage, which has a maximum power consumption of $3.21\mu W$. The simulation results correspond to the theory. The SVPWM method can solve the overmodulation problem.

Keywords—3-phase space vector, subthreshold region, current mode, analog

I. INTRODUCTION

Creating space vector signals is one way to optimize modulation for the signal generation process. Pulse Width Modulation (PWM) [1] is used to control the operation of an inverter circuit. Typically, a PWM signal can be generated by comparing a sinusoidal waveform signal and a triangular waveform signal. Also known as the Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) modulation method, it can provide a maximum amplitude modulation ratio of 1. The SPWM rationalization still had the problem of over-modulation. Later, the modulation method was applied by converting the sine waveform to the specification space vector waveform, also known as Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM [2 - 5]. The advantage of SVPWM over SPWM is that it prevents overmodulation and can provide a modulation rate via amplitude up to 1.15. SVPWM modulation can be divided into two categories: digital and analog, where analogs can adjust the modulation rate more quickly and conveniently than digitally. Algorithms also require a set of interfaces to generate signals.

The current mode has the hallmarks of low energy consumption in the design of an analog processing system with the technique. In comparison to the voltage mode technique design, high linear bandwidth and slew rate [6-8]. In addition to that, there is a transistor MOS with a working range that can make it more energy efficient, namely the weak-inversion range, which can use a low power supply and has high linearity. [9-10].

Due to the problems above, the purpose of this article is to present a three-phase space vector generator, analog current mode, using a MOS transistor that operates in the subthreshold region range to apply to the SVPWM method of modulation and test the effectiveness of the presented circuits with simulations using the PSpice program.

978-1-6654-1951-2/21/\$31.00 ©2021 IEEE

II. PRINCIPLES AND CIRCUIT DESIGN PRESENTED

A. Subthreshold region of MOS transistors

The operating range below the threshold voltage (V_{TH}) is MOS transistor operation during the subthreshold region. In other words, when the gate-source voltage (V_{GS}) is less than V_{TH} and the drain current (I_D) is less than $500 nA$, the transistor property changes from square law to exponential function [11-12]. Therefore, the drain current equations for N-type MOS transistors (NMOS) and P-type MOS transistors (PMOS) can be written as follows:

$$I_{D(NMOS)} = I_S e^{\frac{V_{GS}-V_{TN}}{nV_T}} e^{\frac{V_{SD}}{V_T}} \text{ if } (V_{DB}-V_{SB}) \gg V_T, \quad (1)$$

$$\text{and } I_{D(PMOS)} = I_S e^{\frac{V_{SG}-V_{TP}}{nV_T}} e^{\frac{V_{SD}}{V_T}} \text{ if } (V_{BD}-V_{BS}) \gg V_T, \quad (2)$$

where I_S is the specific current, n is the slope rate of the subthreshold, which is constant depending on the technology used, usually with a value in the $1 < n < 3$. V_T is voltage-temperature is equal to kT/q (k is Boltzmann constant, T is temperature, and q is the number of charges). V_{BG} , V_{BD} , and V_{BS} are the voltage between the body to the gate, the body to drain, and the body to source the N-type MOS transistor pins. V_{GB} , V_{DB} , and V_{SB} are the voltage between the gate to the body, drain to the body, and source to body pins of the P-type MOS transistor.

B. Principles of Creating Analog Space Vector waveform signals

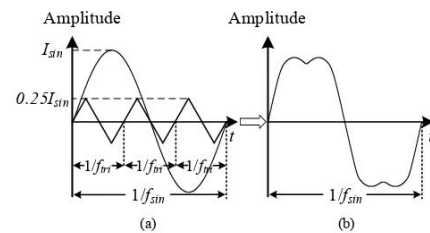


Fig. 1. (a) The relationship between sinusoidal signals and triangular waveforms, (b) a space vector waveform signal.

From Fig.1 [13], analog generating a space vector requires triangular and sinusoidal signals. The conditions of the triangular wave are, in this case, as follows: its amplitude

and frequency are $0.25I_{sm}$ and $3f_m$, respectively. In addition, both signals are in phase. From the above, The triangular signal's generation under such conditions is produced using a common technique that uses three fundamental signals with 120-degree phase differences, as shown in Fig. 2. This technique uses peak detectors or rectifiers to extract signals from I_u to I_m range and $-I_u$ to $-I_m$ range which are I_{max} and I_{min} . They are used to generate triangular signals. The details are explained in the next section.

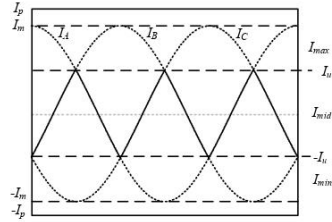


Fig. 2. The three-phase sinusoidal modulating or fundamental waves.

III. THE PROPOSED ANALOG THREE-PHASE SPACE VECTOR CURRENT MODE

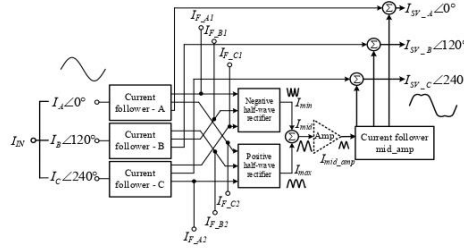


Fig. 3. The block diagram of the proposed analog 3-phase space vector waveform.

According to the space vector waveform creation conditions mentioned in section 3, it can be designed using techniques as shown in Fig. 3. This technique carries three sinusoidal signals: $I_A \angle 0^\circ$, $I_B \angle 120^\circ$, and $I_C \angle 240^\circ$. Each phase current follower's output to be supplied to negative and positive half-wave rectifiers are added current so that its magnitude is increased/reduced to half of the input signal, which gets I_{max} , and I_{min} ; their amplitude is half of $I_A \angle 0^\circ$, $I_B \angle 120^\circ$, and $I_C \angle 240^\circ$. The triangular signal (I_{mid}) of amplitude $0.5I_m$ is obtained when I_{max} and I_{min} are merged. In order to achieve the triangular signal (I_{mid_half}) according to the conditions mentioned in section II. B. Therefore, an amplifier circuit with a gain of 0.5 is used; when the above signal is combined with $I_A \angle 0^\circ$, $I_B \angle 120^\circ$, and $I_C \angle 240^\circ$, the analog space vector waveform of each phase is obtained.

A. Current Follower and Rectifier

Use Fig. 4, I_{min} and I_{max} are achieved via combining output signals from the rectifier circuits of phases A, B, and C, where I_{min} is due to the sum of I_{A1_half} , I_{B1_half} , and I_{C1_half} when the I_{max} is formed by the combination of I_{A2_half} , I_{B2_half} , and I_{C2_half} . The current follower in Fig. 5 [14], its internal structure is

designed with MOS transistor equipment, according to circuit analysis, so it is:

$$I_{in_A} = I_{A1} = I_{A2} = -I_{IN} \quad (3)$$

In principle, the current mirror circuit, therefore, circuit negative half-wave rectifier and positive half-wave rectifier receive inputs I_{A1} and I_{A2} , respectively. Provide the output of such circuits from:

$$I_{A1_half} = \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t \leq \pi \\ -I_{IN} & \text{if } \pi \leq t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4)$$

and

$$I_{A2_half} = \begin{cases} I_{IN} & \text{if } 0 \leq t \leq \pi \\ 0 & \text{if } \pi \leq t \leq 2\pi \end{cases} \quad (5)$$

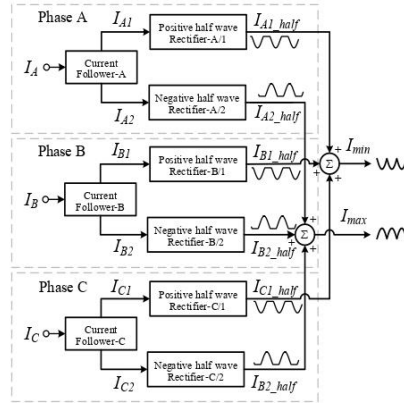


Fig. 4. The block diagram of the current follower and rectifier.

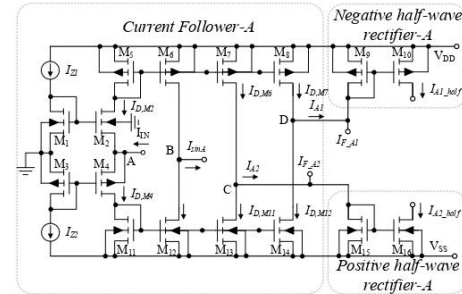


Fig. 5. The current follower and rectifier.

B. Amplifier

Consider the current relationship at node E as follows:

$$I_{mid} = I_E \quad (6)$$

Because the transistor $M_{49} - M_{56}$ is the structure of the operational transconductance amplifier. Therefore, the output signal association can be written as follows:

$$I_{mid_amp} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_E = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} I_{mid} \quad (7)$$

when g_{m1} and g_{m2} are the operational transconductances are equal to $I_{B1}/2nV_T$ and $I_{B2}/2nV_T$, respectively. Where I_{B1} and I_{B2} are the bias currents of the operational transconductance amplifier circuit. When substituting the value in (7) into (6):

$$I_{mid_amp} = I_{OUT} = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} I_{mid} \quad (8)$$

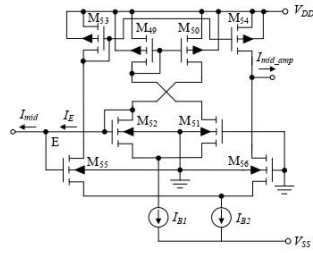


Fig. 6. The current amplifier.

IV. SIMULATION RESULTS

The proposed analog three-phase space vector performance test was confirmed by simulation through the PSpice program. The device MOS 180nm TSMC technology is used in the circuit. The circuit uses a power supply of $\pm 0.7 V$. Tables I and II are the parameters and the MOS transistor's aspect ratios.

TABLE I. THE PARAMETER OF THE PROPOSED CIRCUIT.

Parameter	Amplitude
I_A	$100 nA_{p-p} \angle 0$
I_B	$100 nA_{p-p} \angle 120$
I_C	$100 nA_{p-p} \angle 240$
$I_{T1}-I_{T12}$	$100 nA$
I_{B1}	$100 nA$
I_{B2}	$42.5 nA$
$I_{F_A1}, I_{F_B1}, \text{ and } I_{F_C1}$	$50 nA$
$I_{F_A2}, I_{F_B2}, \text{ and } I_{F_C2}$	$-50 nA$

TABLE II. THE ASPECT RATIOS OF MOS TRANSISTORS.

Name of transistor	Type	W/L ($\mu m/\mu m$)
$M_1-M_2, M_{11}-M_{16}, M_{17}-M_{18}, M_{17}-M_{32}, M_{33}-M_{34}, M_{41}-M_{48}, M_{51}-M_{58}, M_{67}-M_{72}$	NMOS	0.2/50
$M_3-M_{10}, M_{19}-M_{26}, M_{35}-M_{42}, M_{59}-M_{66}$	PMOS	0.2/50
$M_{51}-M_{52}, M_{55}-M_{56}$	NMOS	0.2/4
$M_{49}-M_{50}, M_{53}-M_{54}$	PMOS	0.2/50

The three-phase sinusoidal signal, as shown in Fig. 7, is the input of the proposed circuit. Consider Fig. 8, the output signals of the Negative half wave Rectifier-A/1, Negative half wave Rectifier -B/1, and Negative half wave Rectifier -C/1 are I_{A1_half} , I_{B1_half} , and I_{C1_half} , respectively. The three signals are half-wave sine signals. Consider Fig. 9 as the output signals of the Positive half wave Rectifier-A/2, Positive half wave Rectifier -B/2, and Positive half wave Rectifier -C/2 that are I_{A2_half} , I_{B2_half} , and I_{C2_half} , respectively.

Notice that the three signal characteristics are half-wave positive sine signals. The signals in Fig. 8 are combined; they form a full-wave positive sine signal (I_{max}) shown in Fig. 10, while the full-wave sine signal (I_{min}) in Fig. 10 is caused by a combination of signals in Fig. 9.

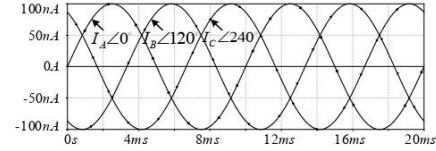


Fig. 7. Sine waveform input signals of phases A, B, and C.

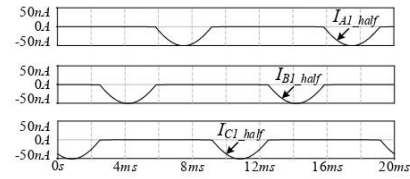


Fig. 8. I_{A1_half} , I_{B1_half} , and I_{C1_half} signal waveform.

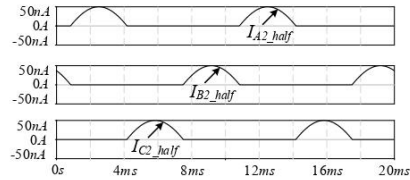


Fig. 9. I_{A2_half} , I_{B2_half} , and I_{C2_half} signals.

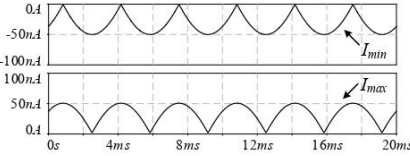


Fig. 10. I_{min} and I_{max} signal waveform.

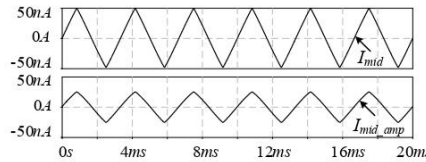


Fig. 11. I_{mid} and I_{mid_amp} signal waveform.

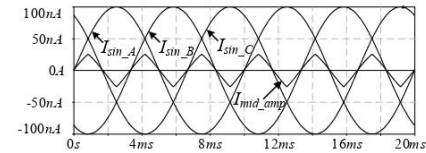


Fig. 12. I_{sin_A} , I_{sin_B} , I_{sin_C} and I_{mid_amp} signal waveform.

In Fig. 11, a triangular signal waveform (I_{mid}) is formed by a combination of (I_{max}) and (I_{min}). A triangular signal has an amplitude of 50 nA_{p-p} when the amplifier is assigned to $0.5I_{mid}$. Therefore, the amplified signal (I_{mid_amp}) is shown in Fig. 11 with an amplitude of 25 nA_{p-p} . Then, when the sine phase A, B, and C signals are added to (I_{mid_amp}), as shown in Fig. 12, it is waveform space vector, as shown in Fig. 13, to be introduced into the modulation process for generating PWM signals.

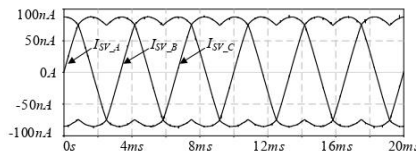


Fig. 13. The 3-phase space vector waveform signal.

V. APPLICATION OF 3-PHASE SPACE VECTOR ANALOG SIGNAL.

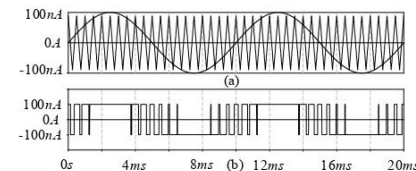


Fig. 14. (a) A sine signal phase 0 degree and a carrier signal, (b) PWM signal by SPWM.

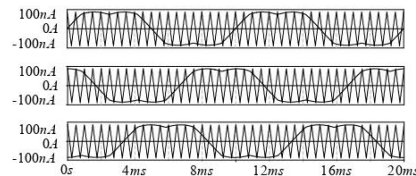


Fig. 15. The 3-phase space vector waveform signal and a carrier signal.

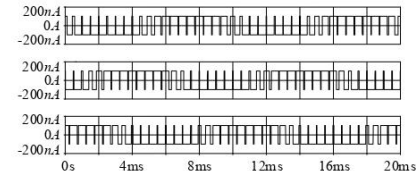


Fig. 16. The PWM signal generated by SVPWM.

This section compares SVPWM modulation between SPWM methods to confirm modulation optimization with space vector waveforms from the proposed circuits. Fig. 14 shows a PWM signal generated by the SPWM method with a modulation rate of 1.12 by comparing the sine-phase A signal with the carrier signal. The carrier signal with a frequency of 2kHz . Overmodulation problems were observed. In Figs. 15 and 16 generate a PWM signal by using the SVPWM method by converting a sine signal from the SPWM method into a

space vector signal. Based on the results of SVPWM modulation, the problem of overmodulation can be solved.

VI. CONCLUSION

This article presents techniques for creating analog three-phase space vector signals in current mode. It is intended to apply space vector signals to the SVPWM modulation method to solve overmodulation problems. It is designed using a current follower circuit in conjunction with a rectifier circuit and an amplifier circuit with an internal structure as a MOS transistor operation during the subthreshold region. The proposed circuit can generate vector space signals according to the theories mentioned, including the application of the SVPWM method to solve the problem of overmodulation. Simulate the operation of the circuit through the PSpice program.

REFERENCES

- [1] C. Chanumit and V. Kinnaree, "Analogue space vector modulator for two-phase loads using a three-leg voltage source inverter," 2008 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, pp. 1607-1612, 2009.
- [2] A. K. Pandey and A. K. Pandey, "Performance and Analysis of PV System With MPPT Application By using SPWM and SVPWM technique," 2nd International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC), 2019, pp. 122-127.
- [3] A. Kokila and V. S. Kumar, "Comparison of SPWM and SVPWM Control Techniques for Diode clamped Multilevel Inverter with Photovoltaic System," 4th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), 2018, pp. 234-241.
- [4] A. S. Kale, A. V. Tamhane and A. A. Kalage, "Comparative study of SPWM And SVPWM cascaded h-bridge multilevel inverter," International Conference on Intelligent Computing and Control (I2C2), 2017, pp. 1-6.
- [5] S. Singh, A. Agnihotri, S. Bind and S. Kumar, "Matlab simulation study and comparison of different multiple carrier PWM schemes for multilevel CHB inverter," IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC), pp. 1-6, 2020.
- [6] Toumazou, C., F.J. Lidgley, and D.G. Haigh, Analogue IC Design: The Current-Mode, in Approach. London: Peter Peregrinus, 1990.
- [7] Hassan, H., M. Anis, and M. Elmasry, MOS current mode circuits: analysis, design, and variability, in IEEE Trans. on Very Large Scale Integration Systems. 2005.
- [8] Minaei, S., al., High output impedance current-mode lowpass, bandpass and highpass filters using current controlled conveyors, in International Journal of Electronics. 2001. p. 915-922.
- [9] M. M. Maryan and S. J. Azhari, "A MOS translinear cell-based configurable block for current-mode analog signal processing", Analog Integr Circ Sig Process, vol. 92, no. 1, pp. 1-13, 2017.
- [10] M. M. Maryan, R. R. Sialhood, S. J. Azhari, A. Rahmati, "A high-precision current-mode multifunction analog cell suitable for computational signal processing", Integration the VLSI Journal, vol. 70, pp. 80-89, 2020.
- [11] Prommee Pipat Analog Integrated Circuits for Communication, 2560, page 48-49.
- [12] N. Pichetpiriya, R. Kaewon, P. Choykhuntod and P. Silapan, "A Current-mode ACG base on Sub-threshold MOS Translinear Principle", 2020 Third International Conference on Vocational Education and Electrical Engineering (ICVEE), 2020, pp. 1-4.
- [13] P. Srikant Vanna & G. Narayanan (2006) Space Vector PWM as a Modified Form of Sine-Triangle PWM for Simple Analog or Digital Implementation, IETE Journal of Research, 52-6, 435-449.
- [14] A. Luewisuthichat, N. Thanyaratsakul, P. Choykhuntod, R. Kaewon and P. Silapan, "A Low-power Current-mode Full-Wave Rectifier by Electrically Adjustment using Subthreshold region Region of MOS Transistor", 14th Conference of Electrical Engineering Network 2022, pp 117-120.



PSpice Model Editor - Version 9.2

TSMC - 0.18 μ m

TRANSISTOR PARAMETERS	N-CHANNEL	P-CHANNEL	UNITS
$k' (\mu_o C_{ox} / 2)$	171.8	-36.3	$\mu A/V^2$

NMOS

```
.MODEL N-MOS NMOS (          LEVEL = 7
+VERSION = 3.1      TNOM = 27      TOX = 4.1E-9
+XJ = 1E-7      NCH = 2.3549E17  VTH0 = 0.3694303
+K1 = 0.5789116  K2 = 1.110723E-3  K3 = 1E-3
+K3B = 0.0297124  W0 = 1E-7      NLX = 2.037748E-7
+DVT0W = 0      DVT1W = 0      DVT2W = 0
+DVT0 = 1.2953626  DVT1 = 0.3421545  DVT2 = 0.0395588
+U0 = 293.1687573  UA = -1.21942E-9  UB = 2.325738E-18
+UC = 7.061289E-11  VSAT = 1.676164E5  A0 = 2
+AGS = 0.4764546  B0 = 1.617101E-7  B1 = 5E-6
+KETA = -0.0138552  A1 = 1.09168E-3  A2 = 0.3303025
+RDSW = 105.6133217  PRWG = 0.5      PRWB = -0.2
+WR = 1      WINT = 2.885735E-9  LINT = 1.715622E-8
+XL = 0      XW = -1E-8      DWG = 2.754317E-9
+DWB = -3.690793E-9  VOFF = -0.0948017  NFACTOR = 2.1860065
+CIT = 0      CDSC = 2.4E-4      CDSCD = 0
+CDSCB = 0      ETA0 = 2.665034E-3  ETAB = 6.028975E-5
+DSUB = 0.0442223  PCLM = 1.746064  PDIBLC1 = 0.3258185
+PDIBLC2 = 2.701992E-3  PDIBLCB = -0.1      DROUT = 0.9787232
+PSCBE1 = 4.494778E10  PSCBE2 = 3.672074E-8  PVAG = 0.0122755
+DELTA = 0.01      RSH = 7      MOBMOD = 1
+PRT = 0      UTE = -1.5      KT1 = -0.11
+KT1L = 0      KT2 = 0.022      UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18  UC1 = -5.6E-11      AT = 3.3E4
```

+WL = 0 WLN = 1 WW = 0
 +WWN = 1 WWL = 0 LL = 0
 +LLN = 1 LW = 0 LWN = 1
 +LWL = 0 CAPMOD = 2 XPART = 0.5
 +CGDO = 8.58E-10 CGSO = 8.58E-10 CGBO = 1E-12
 +CJ = 9.471097E-4 PB = 0.8 MJ = 0.3726161
 +CJSW = 1.905901E-10 PBSW = 0.8 MJSW = 0.1369758
 +CJSWG = 3.3E-10 PBSWG = 0.8 MJSWG = 0.1369758
 +CF = 0 PVTH0 = -5.105777E-3 PRDSW = -1.1011726
 +PK2 = 2.247806E-3 WKETA = -5.071892E-3 LKETA = 5.324922E-4
 +PU0 = -4.0206081 PUA = -4.48232E-11 PUB = 5.018589E-24
 +PVSAT = 2E3 PETA0 = 1E-4 PKETA = -2.090695E-3)

PMOS

.MODEL P-MOS PMOS (LEVEL = 3
 +VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 4.1E-9
 +XJ = 1E-7 NCH = 4.1589E17 VTH0 = -0.3823437
 +K1 = 0.5722049 K2 = 0.0219717 K3 = 0.1576753
 +K3B = 4.2763642 W0 = 1E-6 NLX = 1.104212E-7
 +DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0
 +DVT0 = 0.6234839 DVT1 = 0.2479255 DVT2 = 0.1
 +U0 = 109.4682454 UA = 1.31646E-9 UB = 1E-21
 +UC = -1E-10 VSAT = 1.054892E5 A0 = 1.5796859
 +AGS = 0.3115024 B0 = 4.729297E-7 B1 = 1.446715E-6
 +KETA = 0.0298609 A1 = 0.3886886 A2 = 0.4010376
 +RDSW = 199.1594405 PRWG = 0.5 PRWB = -0.4947034
 +WR = 1 WINT = 0 LINT = 2.93948E-8
 +XL = 0 XW = -1E-8 DWG = -1.998034E-8
 +DWB = -2.481453E-9 VOFF = -0.0935653 NFACTOR = 2
 +CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0

+CDSCB = 0 ETA0 = 3.515392E-4 ETAB = -4.804338E-4
 +DSUB = 1.215087E-5 PCLM = 0.96422 PDIBLC1 = 3.026627E-3
 +PDIBLC2 = -1E-5 PDIBLCB = -1E-3 DROUT = 1.117016E-4
 +PSCBE1 = 7.999986E10 PSCBE2 = 8.271897E-10 PVAG = 0.0190118
 +DELTA = 0.01 RSH = 8.1 MOBMOD = 1
 +PRT = 0 UTE = -1.5 KT1 = -0.11
 +KTIL = 0 KT2 = 0.022 UA1 = 4.31E-9
 +UB1 = -7.61E-18 UC1 = -5.6E-11 AT = 3.3E4
 +WL = 0 WLN = 1 WW = 0
 +WWN = 1 WWL = 0 LL = 0
 +LLN = 1 LW = 0 LWN = 1
 +LWL = 0 CAPMOD = 2 XPART = 0.5
 +CGDO = 7.82E-10 CGSO = 7.82E-10 CGBO = 1E-12
 +CJ = 1.214428E-3 PB = 0.8461606 MJ = 0.4192076
 +CJSW = 2.165642E-10 PBSW = 0.8 MJSW = 0.3202874
 +CJSWG = 4.22E-10 PBSWG = 0.8 MJSWG = 0.3202874
 +CF = 0 PVTH0 = 5.167913E-4 PRDSW = 9.5068821
 +PK2 = 1.095907E-3 WKETA = 0.0133232 LKETA = -3.648003E-3
 +PU0 = -1.0674346 PUA = -4.30826E-11 PUB = 1E-21
 +PVSAT = 50 PETA0 = 1E-4 PKETA = -1.822724E-3)

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	ณัฐพงศ์ ธัญญรัตน์สกุล
วุฒิการศึกษา	ปีการศึกษา 2552 สำเร็จการศึกษาระดับประถมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนบอสโกพิทักษ์ ปีการศึกษา 2558 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย โรงเรียนบอสโกพิทักษ์ ปีการศึกษา 2562 สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (ว.ศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และระบบคอมพิวเตอร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร ปีการศึกษา 2566 สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (ว.ศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและระบบคอมพิวเตอร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยศิลปากร
ผลงานตีพิมพ์	1.พหุ ศิริธรรม, พานา อยู่โพชนา, ศุภกรณ์ โพธิ์พลี, ณัฐพงศ์ ธัญญรัตน์สกุล และภมร ศิลาพันธ์, "หุ่นยนต์ติดตามวัตถุ," การประชุมวิชาการ งานวิจัยพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 13 (ECTI-CART2021), จังหวัดนครพนม. 2.Nattapong Thanyaratsakul, Apiwat Tanthong, Tanapol Tritummanurak, Rapeepan Keaw-on, Kittithuch Paponpen, Winai Jaikla and Phamorn Silapan "Single LT1228 Based Electronically Controllable Sawtooth Generator," 2021 9th International Electrical Engineering Congress (IEECON), Pattaya, Thailand, 2021, pp. 349-352. 3.จรรย์นิน ทศนะสกุลวัฒน์, ปวิข ช้อยขุนทด, อภิวัฒน์ ต้นทอง, ณัฐพงศ์ ธัญญรัตน์สกุล, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน และภมร ศิลาพันธ์, "วงจรคูณและหาร สัญญาณ โหมดกระแสโดยใช้ LT1228," การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13 (EENET2021), จังหวัดเชียงราย, 12-14 พฤษภาคม 2564. 4. ณัฐพงศ์ ธัญญรัตน์สกุล, ปวิข ช้อยขุนทด, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน, วินัย ใจกล้า และภมร ศิลาพันธ์ "เทคนิคการสร้างสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์ โหมดกระแสแบบแอนะล็อก," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า

ครั้งที่ 44(ECON-44), จังหวัดน่าน, 17-19 พฤษภาคม 2564.

5. อริสรา ลือวิสุทธิชาติ, ณัฐพงศ์ ชาญรัตน์สกุล, ปวิช ช้อยขุนทด, ระพีพันธ์ แก้วอ่อน และภมร ศิลาพันธ์, "วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น พลังงานต่ำโหมดกระแสสามารถปรับขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้การทำงานในช่วง Weak Inversion ของ มอสทรานซิสเตอร์," การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 14 (EENET2022), จังหวัดภูเก็ต, 25-27 พฤษภาคม 2565.

6. Nattapong thanyaratsakul, Pawich choykhuntod, Rapepan Kaew-on and Phamorn Silapan, "A Current-mode Square - Rooting Circuit based on Off - The - Shelf IC," 8th International Conference on Circuits and Systems (CIRSY 2022), Sydney, Australia, December 22-23, 2022.

7. Nattapong Thanyaratsakul, Rapepan Kaew-on, Sakrapee Paisalnan and Phamorn Silapan, "A Current mode Three-phase Space Vector Signal Technique Based on Analog Method," 2022 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Penang, Malaysia, 2022, pp. 1-4.

รางวัลที่ได้รับ

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 44 (ECON44) ได้รับ
รางวัลบทความดีเด่นเรื่อง เทคนิคการสร้างสัญญาณรูปคลื่นสเปซเวกเตอร์
โหมดกระแสแบบแอนะล็อก

