

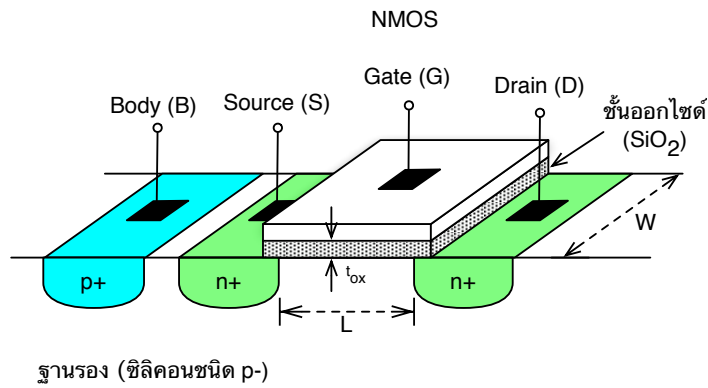
บทที่ 1

หลักการทํางานและแบบจำลองของ มอสเฟต (Operation and modeling of MOSFETs)

1.1 บทนำ

มอสเฟต (MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effeft Transistor) เป็นทรานซิสเตอร์ที่มีโครงสร้างกายภาพพื้นฐานประกอบด้วยชั้นโลหะ (Metal: M) ชั้นออกไซด์ (Oxide: O) และชั้นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor: S) และใช้สนามไฟฟ้าในการทำให้มีการนำกระแสไฟฟ้า มอสเฟตได้ถูกคิดค้นขึ้นครั้งแรกโดย J. E. Lilienfield ในช่วงประมาณปี ค.ศ. 1930 [1] หรือกว่า 80 ปีมาแล้ว แต่มอสเฟตยังคงเป็นผลงานอยู่ห้องวิจัยอีกกว่า 30 ปี จนกระทั่งประมาณปี ค.ศ. 1960 Kahng และ Atalla [2] นักวิจัยของห้องวิจัยเบลล์ (Bell Laboratory) ได้นำเสนอและสาธิตมอสเฟตที่สามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ และหลังจากนั้นก็มียุคนักวิจัยจำนวนมากคิดค้นและนำเสนอเทคนิคและกระบวนการสร้างมอสเฟตในทางปฏิบัติ ทำให้เทคโนโลยีมอสเฟตมีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว ก่อให้เกิดอุตสาหกรรมไมโครอิเล็กทรอนิกส์ และนำมาซึ่งการปฏิวัติทางอุตสาหกรรมต่างๆ ที่สำคัญยิ่ง

ในบทนี้ เราจะอธิบายโครงสร้างกายภาพ หลักการทํางาน และแบบจำลองของมอสเฟต สำหรับการออกแบบและวิเคราะห์วงจรแอนะล็อก



รูปที่ 1.1: โครงสร้างกายภาพอย่างง่ายของมอสเฟตชนิด n (n-channel MOSFET หรือ NMOS)

1.2 โครงสร้างกายภาพและสัญลักษณ์ของมอสเฟต

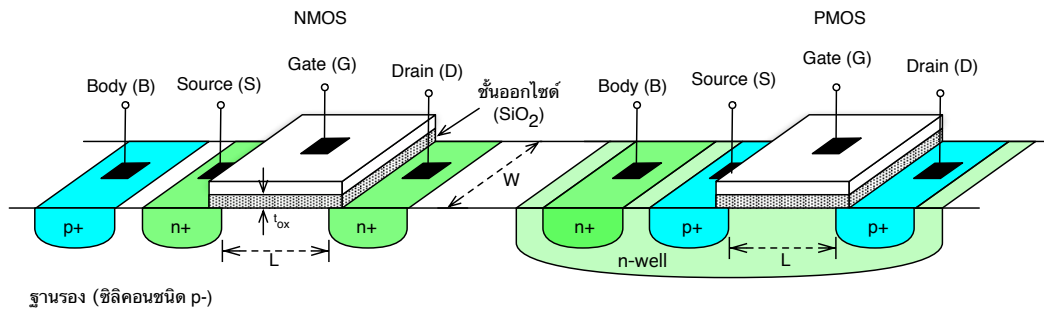
1.2.1 โครงสร้างกายภาพของมอสเฟต

รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างของมอสเฟตชนิด n (n-channel MOSFET หรือ NMOS) ประกอบด้วยทั้งหมด 4 ขา ได้แก่ ขาเกต (gate: G) ขาบอลดี (body: B) ขาเดรน (drain: D) และขาซอร์ส (source: S) มอสเฟตถูกสร้างอยู่บนฐานรอง (substrate) ซึ่งเป็นซิลิคอนชนิด p ที่มีความเข้มข้นการโด๊ปประมาณ $10^{16} - 10^{18} \text{cm}^{-3}$ และมีขาคือเรียกว่าขาบอลดี (body) หรือ ขาบัลค์ (bulk) ขาเกต¹ถูกสร้างด้วยซิลิคอนชนิดผลึกรวม (Polycrystalline silicon) หรือเรียกว่า โพลีซิลิคอน (polysilicon) หรือเรียกสั้นๆ ว่า โพลี (poly) ซึ่งเป็นซิลิคอนชนิด n หรือ p ที่มีความเข้มข้นของการโด๊ปสูง ($\approx 10^{20} \text{cm}^{-3}$) เพื่อให้มีความต้านทานต่ำและเป็นตัวนำที่ดี ชั้นที่คั่นระหว่างขาเกตกับฐานรองเป็นฉนวนซึ่งโดยปกติสร้างด้วยซิลิคอนไดออกไซด์ (SiO_2) หรือเรียกสั้นๆ ว่า ชั้นออกไซด์ โดยปกติมีความหนา (t_{ox}) ประมาณ 10 – 100 Å บริเวณด้านข้างของเกตคือเดรนและซอร์ส เป็นบริเวณของ n^+ ซึ่งเป็นซิลิคอนชนิด n ที่มีความเข้มข้นการโด๊ปสูง ทำให้มีอิเล็กตรอนอิสระจำนวนมาก ระยะทางระหว่างพื้นที่ขาซอร์สและเดรน เรียกว่า ความยาวของช่องนำกระแส (channel length: L) และความยาวของเกตในแนวตั้งฉากกับ L เรียกว่า ความกว้างของช่องนำกระแส (channel width: W) ซึ่งเราสามารถเลือกค่า L และ W ที่ต้องการได้ และโดยปกติมีค่าประมาณ 0.1 – 1000 μm โปรดสังเกตว่าความยาวของบริเวณเกตมีค่าไม่เท่ากับ L เนื่องจากการทับซ้อนกันของเกตกับเดรนและซอร์ส ซึ่งเกิดขึ้นจากกระบวนการสร้างซอร์สและเดรน ทำให้เกิดการแพร่ด้านข้าง (lateral diffusion) ของซอร์สและเดรนลงไปใต้เกต โดยทั่วไประยะทางการทับซ้อนมีค่าประมาณ 0.02 – 0.1 μm

มอสเฟตมี 2 ชนิด คือ ชนิด n (n-channel MOSFET หรือ NMOS) และ ชนิด p (p-channel MOSFET หรือ PMOS) โดย PMOS มีโครงสร้างกายภาพเหมือนกับ NMOS แต่ใช้ซิลิคอนชนิดตรงกันข้ามกัน กล่าว

¹ขาเกตของมอสเฟตในยุคเริ่มต้นนั้นสร้างด้วยโลหะ (metal) อันเป็นที่มาของชื่อย่อที่เรียกว่า MOS หรือ Metal-Oxide-Semiconductor

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS)3



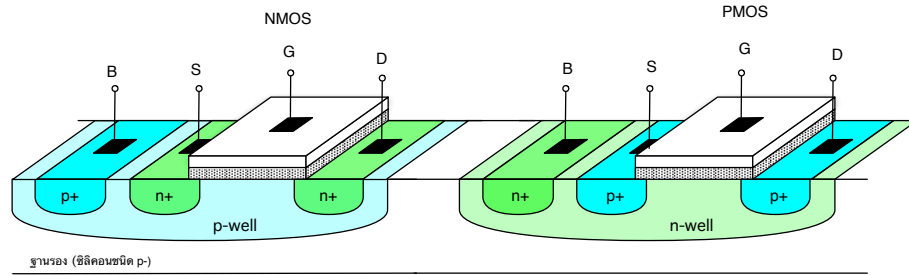
รูปที่ 1.2: โครงสร้างกายภาพของ NMOS และ PMOS ในเทคโนโลยีซีมอสแบบบ่อ n

คือ ฐานรองเป็นชนิด n เดรนและซอร์สเป็นชนิด p ในปัจจุบันเราสามารถสร้าง NMOS และ PMOS ได้ด้วยกระบวนการเดียวกันในเทคโนโลยีซีมอส หรือ CMOS (Complementary MOS technology) รูปที่ 1.2 แสดงโครงสร้างกายภาพของ NMOS และ PMOS ในเทคโนโลยีซีมอสแบบบ่อ n (n-well) ที่ใช้ซิลิคอนชนิด p เป็นฐานรองของ NMOS และวงจรรวมทั้งหมด และใช้บ่อ n เป็นฐานรองของ PMOS

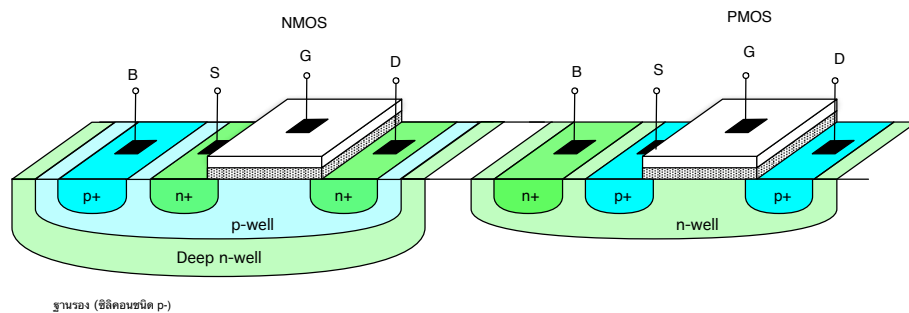
ในปัจจุบันเทคโนโลยีซีมอสสามารถแบ่งออกได้เป็น 1) แบบบ่อ n (n-well) 2) แบบบ่อ p (p-well) 3) แบบบ่อคู่ (Twin-well) 4) แบบสามบ่อ (Triple-well) เทคโนโลยีซีมอสแบบบ่อ p มีโครงสร้างเหมือนกับแบบบ่อ n แต่มีชนิดของซิลิคอนตรงกันข้ามกัน และจะมี PMOS ที่มีคุณสมบัติดีกว่าในเทคโนโลยีแบบบ่อ n เทคโนโลยีซีมอสแบบบ่อคู่ (รูปที่ 1.3) จะมีทั้งบ่อ n และบ่อ p ทำให้สามารถสร้าง NMOS และ PMOS ที่มีคุณสมบัติดีทั้งคู่ เทคโนโลยีซีมอสแบบสามบ่อ (รูปที่ 1.4) จะมีการสร้างบ่อ n ลึก (deep n-well) ได้พื้นที่บ่อ p เพื่อแยก NMOS ออกจากฐานรองของชิพ ทำให้สามารถลดกระแสรั่วใน NMOS ได้ และป้องกันและลดทอนสัญญาณรบกวนจากฐานรอง เช่น สัญญาณรบกวนจากวงจรดิจิทัลที่อยู่บนชิพเดียวกัน ทำให้ NMOS มีคุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น เทคโนโลยีซีมอสแบบสามบ่อมักนิยมใช้กับวงจรที่ทำงานที่ความถี่สูงอีกด้วย โดยสรุปก็คือ เทคโนโลยีซีมอสแบบบ่อคู่ และแบบสามบ่อ จะมี NMOS และ PMOS ที่มีคุณสมบัติที่ดีกว่าในเทคโนโลยีแบบบ่อ n และบ่อ p แต่ก็จะมีต้นทุนการสร้างสูงกว่า เนื่องจากจะต้องใช้ขั้นตอนกระบวนการสร้างเพิ่มขึ้น

เราจะสังเกตได้ว่า มอสเฟตมีโครงสร้างกายภาพที่สมมาตรกันระหว่างซอร์สกับเดรน บริเวณซอร์สและเดรนมีคุณสมบัติกายภาพเหมือนกัน โดยซอร์ส คือจุดเริ่มต้นหรือแหล่งกำเนิด (source) ของพาหะนำไฟฟ้าที่จะเคลื่อนที่ไปยังอีกด้านหนึ่ง ซึ่งก็คือ เดรน หมายถึงปลายทางเคลื่อนที่ของพาหะนำไฟฟ้า ใน NMOS มีอิเล็กตรอนเป็นพาหะนำไฟฟ้า ดังนั้นแรงดันขาสอร์สจะมีค่าน้อยกว่าแรงดันขาดเรน ทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่จากขาสอร์สไปขาดเรน และกระแสจะไหลจากขาดเรนไปยังขาสอร์ส (กระแสมีทิศทางตรงกันข้ามกับการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน) ใน PMOS มีโฮลเป็นพาหะนำไฟฟ้า ดังนั้นแรงดันขาสอร์สจะมีค่ามากกว่าแรงดันขาดเรน ทำให้โฮลเคลื่อนที่จากขาสอร์สไปขาดเรน และกระแสจะไหลจากขาสอร์สไปยังขาดเรน (กระแสมีทิศทางเดียวกันกับการเคลื่อนที่ของโฮล)

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS)4



รูปที่ 1.3: โครงสร้างกายภาพมอสเฟตในเทคโนโลยีซีมอสแบบบ่อคู่ (Twin-well CMOS technology)



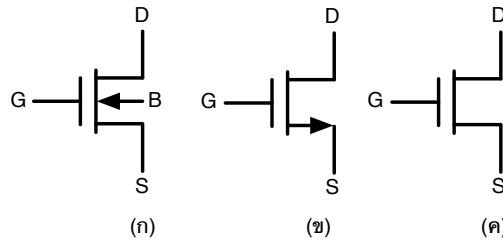
รูปที่ 1.4: โครงสร้างกายภาพมอสเฟตในเทคโนโลยีซีมอสแบบสามบ่อ (Triple-well CMOS technology)

1.2.2 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

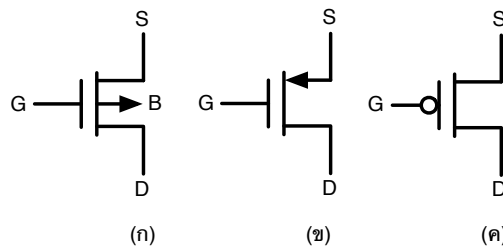
รูปที่ 1.5 และ รูปที่ 1.6 แสดงสัญลักษณ์ของ NMOS และ PMOS ตามลำดับ รูปที่ 1.5(ก) และ 1.6(ก) แสดงสัญลักษณ์ของ NMOS และ PMOS ในแบบ 4 ขาตามลำดับ สัญลักษณ์ของ NMOS จะมีลูกศรชี้เข้าที่ขาบอดี้ สัญลักษณ์ของ PMOS จะมีลูกศรชี้ออกจากขาบอดี้ ในวงจรแอนะล็อกเรามักนิยมใช้สัญลักษณ์ NMOS และ PMOS ที่มี 3 ขาดังในรูปที่ 1.5(ข) และ 1.6(ข) ตามลำดับ โดยลูกศรแสดงถึงทิศทางการไหลของกระแส สัญลักษณ์แบบนี้ไม่แสดงขาบอดี้ หมายความว่า ขาบอดี้ของ NMOS (ฐานรองชนิด p) ต่อเข้ากับศักย์ไฟฟ้าต่ำสุด (V_{SS}) ของวงจร และขาบอดี้ของ PMOS (บ่อชนิด n) ต่อเข้ากับศักย์ไฟฟ้าสูงสุด (V_{DD}) ของวงจร เพื่อป้องกันไม่ให้ไดโอดรอยต่อ pn ระหว่างซอร์สกับบอดี้ และเดรนกับบอดี้ ถูกไบอัสไปหน้า (forward bias) รูปที่ 1.5(ค) และ 1.6(ค) แสดงสัญลักษณ์ของ NMOS และ PMOS แบบ 3 ขาตามลำดับที่นิยมใช้สำหรับวงจรดิจิทัล โดยสัญลักษณ์ของ PMOS จะมีวงกลมเล็กอยู่ที่ขาเกต สัญลักษณ์แบบนี้ไม่มีลูกศรแสดงทิศทางของกระแส เนื่องจากวงจรดิจิทัลจะใช้มอสเฟตทำงานเป็นสวิตช์เปิด-ปิด

1.3 หลักการทำงานของมอสเฟต

ในหัวข้อนี้ เราจะอธิบายถึงหลักการทำงานของมอสเฟต โดยเริ่มจากการใช้โครงสร้างมอสเฟตแบบ 2 ขา หรือโครงสร้างตัวเก็บประจุมอสเฟต ในการอธิบายแนวคิดการใช้สนามไฟฟ้าทำให้มอสเฟตนำกระแส จาก



รูปที่ 1.5: สัญลักษณ์ของ NMOS



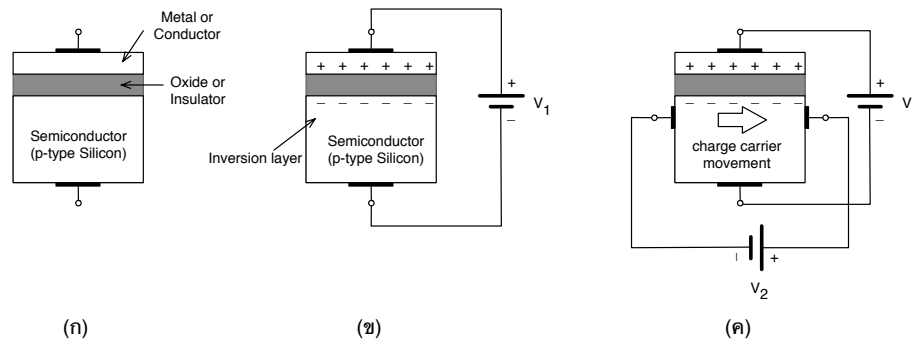
รูปที่ 1.6: สัญลักษณ์ของ PMOS

นั้นเราจะอธิบายถึงการเกิดช่องนำกระแสในมอสเฟต และแสดงการวิเคราะห์หาคุณลักษณะและความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของมอสเฟต

1.3.1 แนวคิดการทำงานของมอสเฟตจากโครงสร้างของตัวเก็บประจุ

มอสเฟตมีโครงสร้างกายภาพที่มีพื้นฐานมาจากโครงสร้างของตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่ 1.7 ประกอบด้วยชั้นโลหะ (Metal) หรือตัวนำ (conductor) ชั้นออกไซด์ (Oxide) หรือชั้นฉนวน (insulator) และชั้นสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) มีชั้นโลหะและชั้นสารกึ่งตัวนำเป็นแผ่นตัวนำสองข้างของตัวเก็บประจุ และมีชั้นออกไซด์เป็นไดอิเล็กทริก เราสามารถอธิบายหลักการทำงานพื้นฐานของมอสเฟตได้ดังต่อไปนี้ ในรูปที่ 1.7 หากเราสมมติให้ชั้นสารกึ่งตัวนำเป็นซิลิคอนชนิด p (p -type) และป้อนความต่างศักย์ไฟฟ้า V_1 ระหว่างชั้นโลหะและชั้นสารกึ่งตัวนำ ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าแนวตั้ง (vertical electric field) และมีประจุบวกที่ชั้นโลหะ ทำให้ดึงดูดประจุลบหรืออิเล็กตรอนในชั้นสารกึ่งตัวนำด้านล่าง และเกิดชั้นบางๆของอิเล็กตรอนที่พื้นผิวด้านบนของสารกึ่งตัวนำ ซึ่งชั้นบางๆนี้จะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเหมือนสารกึ่งนำชนิด n (n -type) ซึ่งกลับกันกับชั้นสารกึ่งตัวนำที่อยู่ด้านล่าง เราเรียกชั้นบางๆนี้ว่า ชั้นผกกลับ (inversion layer) และเราสามารถให้ชั้นผกกลับนี้เป็นช่องนำกระแส (channel) ระหว่างปลายทั้งสองด้านของชั้นสารกึ่งตัวนำได้ โดยหากเราป้อนความต่างศักย์ไฟฟ้า V_2 ระหว่างปลายสองข้างของชั้นสารกึ่งตัวนำ ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าแนวนอน (horizontal electric field) และการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในชั้นผกกลับ และมีกระแสไหลในทิศทางตรงกันข้าม โดยค่าของกระแสขึ้นอยู่กับความหนาแน่นและความเร็วในการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนในชั้นผกกลับขึ้นอยู่กับค่าความเข้มของสนามไฟฟ้าแนวตั้ง ซึ่งขึ้นกับค่าของ

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 6



รูปที่ 1.7: โครงสร้างตัวเก็บประจุมอสเฟตสำหรับอธิบายแนวคิดการทำงานของมอสเฟต

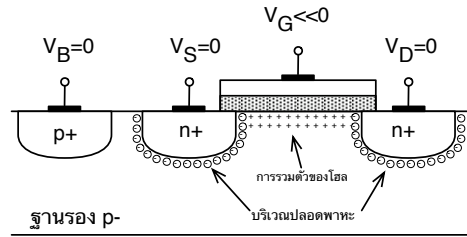
V_1 และ C ของชั้นออกไซด์ตามความสัมพันธ์ของตัวเก็บประจุ $Q = CV$ ค่าของ C ขึ้นอยู่กับพื้นที่และความหนาของชั้นออกไซด์ เราสามารถเปลี่ยนความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและกระแสด้วยการเปลี่ยนค่า C หรือ V_1 ความเร็วในการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนขึ้นอยู่กับความคล่องตัว (mobility) ของอิเล็กตรอนและความเข้มของสนามไฟฟ้าแนวอน ซึ่งขึ้นอยู่กับ V_2 ช่องนำกระแสเปรียบเสมือนความต้านทานระหว่างปลายสองข้างของชั้นสารกึ่งตัวนำที่มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ V_2 ทำให้เกิดกระแสไหล และเราสามารถเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของช่องนำกระแสนี้ได้ด้วยการปรับความเข้มของสนามไฟฟ้าแนวตั้ง หรือ V_1

1.3.2 การเกิดช่องนำกระแสระหว่างซอร์สกับเดรน

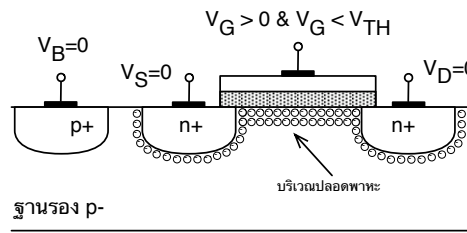
ในหัวข้อนี้ เราจะอธิบายการเกิดช่องนำกระแสของมอสเฟตโดยใช้โครงสร้างกายภาพของ NMOS ในรูปที่ 1.8 ที่มีซอร์ส เดรน และบอดี้ต่อลงกราวด์ ซึ่ง NMOS จะทำงานคล้ายกับตัวเก็บประจุ ถ้าให้แรงดัน $V_G < 0$ หรือ $V_{GS} \leq 0$ จะเกิดสนามไฟฟ้าแนวตั้งดึงดูดโฮลอิสระขึ้นมารวมตัวกัน (accumulation) ในบริเวณพื้นที่ภายใต้เกต (ระหว่างซอร์สกับเดรน) เนื่องจากซอร์สและเดรนเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด n ทำให้เกิดไดโอดรอยต่อ pn ต่อแบบหลังชนกัน (back-to-back) ระหว่างซอร์สกับเดรน ดังนั้นมอสเฟตจึงไม่มีช่องนำกระแส และกระแสไม่สามารถไหลระหว่างซอร์สและเดรนได้ ในสภาวะนี้เราเรียกว่า มอสเฟตทำงานอยู่ในโหมดรวมตัว (accumulation mode) ซึ่งเราสามารถใช้งานมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุได้ โดยเป็นตัวเก็บประจุระหว่างเกตและบอดี้

เมื่อ $V_{GS} > 0$ แต่ยังมีค่าไม่มากนัก (รูปที่ 1.9) ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าแนวตั้งที่ผลักโฮลอิสระลงไปด้วย คงเหลือแต่ไอออนลบในบริเวณด้านบนที่อยู่ภายใต้เกต บริเวณนี้ไม่มีพาหะอิสระสำหรับการนำไฟฟ้า เราเรียกว่า พื้นที่ปลอดพาหะ (depletion region) ทำให้กระแสไม่สามารถไหลระหว่างซอร์สกับเดรนได้ หาก V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นอีกจะทำให้พื้นที่ปลอดพาหะมีความกว้างมากขึ้น ซึ่งทำให้มอสเฟตมีโครงสร้างเหมือนตัวเก็บประจุสองตัวต่ออนุกรมกัน คือ ตัวเก็บประจุที่เกิดจากชั้นออกไซด์ และตัวเก็บประจุที่เกิดจากพื้นที่ปลอดพาหะ

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 7



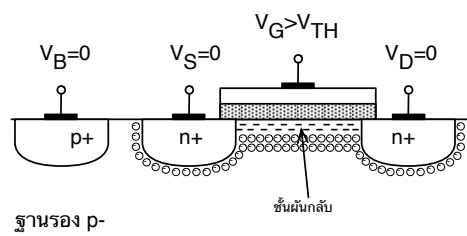
รูปที่ 1.8: มอสเฟตทำงานอยู่ในโหมดรวมตัว (accumulation mode)



รูปที่ 1.9: มอสเฟตขณะที่เกิดชั้นปลอดพาหะภายใต้เกต

เมื่อ V_{GS} มีค่ามากพอที่จะทำให้มีความเข้มข้นของสนามไฟฟ้ามากพอสำหรับดึงดูดอิเล็กตรอนอิสระขึ้นมาสร้างชั้นผิวกลับได้ ทำให้เกิดช่องนำกระแสระหว่างซอร์สและเดรน (รูปที่ 1.10) ซึ่งเราเรียกค่าแรงดัน V_{GS} ที่น้อยที่สุดที่ทำให้เกิดช่องนำกระแสได้ว่า “แรงดันขีดเริ่ม (threshold voltage, V_{TH})” ของมอสเฟต เมื่อมอสเฟตมีช่องนำกระแสแล้ว เราสามารถทำให้กระแสไหลได้โดยให้แรงดันตกคร่อมระหว่างซอร์สและเดรน ในกรณีของ NMOS เราจะให้ $V_D > V_S$ หรือ $V_{DS} > 0$ ทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่จากซอร์สไปเดรน หรือมีกระแส (I_D) ไหลจากเดรนไปซอร์ส และในสภาวะการทำงานปกติของมอสเฟต ไดโอดรอยต่อ pn ระหว่างซอร์สกับบอดี้ และเดรนกับบอดี้ จะต้องไม่อยู่ในสภาวะไบอัสไปหน้า ไม่เช่นนั้นจะทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ออกจากช่องนำกระแสไปยังบอดี้ หรือเกิดกระแสรั่วขึ้น ดังนั้นเราต้องไบอัสบอดี้ (V_B) ให้มีศักย์ไฟฟ้าต่ำสุดในวงจร

ในทางปฏิบัติ การเกิดช่องนำกระแสไม่ได้เกิดขึ้นอย่างทันทีเมื่อ $V_{GS} = V_{TH}$ แต่จะเป็นกระบวนการที่เกิดขึ้นอย่างค่อยเป็นค่อยไปเมื่อ V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เราเข้าใจการทำงานของมอสเฟต



รูปที่ 1.10: ชั้นผิวกลับและช่องนำกระแสของมอสเฟต

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 8

ได้ง่ายขึ้น เราจะสมมติว่ามอสเฟตจะมีช่องทางนำกระแสเกิดขึ้นทันทีเมื่อ $V_{GS} \geq V_{TH}$ ในทฤษฎีฟิสิกส์สารกึ่งตัวนำให้นิยามของ V_{TH} คือ ค่าแรงดันเกตที่ทำให้ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนอิสระในชั้นผิวกลับมีค่าเท่ากับความหนาแน่นของโฮลในฐานรอง ซึ่งสามารถแสดงได้ว่า [3]

$$V_{TH} = \phi_{MS} + 2\phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} \quad (1.1)$$

โดยที่ ϕ_{MS} คือ ผลต่างระหว่างค่าฟังก์ชันงาน (work function) ของขาคเกต (โพลีซิลิคอน) และฐานรอง (ซิลิคอน) $\phi_F = (kT/q) \ln(N_{sub}/n_i)$ คือ ศักย์เฟอร์มิ (Fermi potential) k คือ ค่าคงที่ของโบลต์ซมันน์ (Boltzmann's constant) T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ในหน่วยเคลวิน q คือ ประจุของอิเล็กตรอน N_{sub} คือ ความเข้มข้นของการโด๊ปของฐานรอง n_i คือ ความหนาแน่นพาหะของซิลิคอนบริสุทธิ์ $Q_{dep} = \sqrt{2qN_{sub}\epsilon_{si}|2\phi_F| - Q_{SS}}$ คือ จำนวนประจุในพื้นที่ปลอดพาหะ ϵ_{si} คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของซิลิคอน $C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$ คือ ค่าตัวเก็บประจุต่อพื้นที่ของชั้นออกไซด์ ϵ_{ox} คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของซิลิคอนไดออกไซด์ และ t_{ox} คือ ความหนาของชั้นซิลิคอนไดออกไซด์

เราสามารถอธิบายการเกิดช่องทางนำกระแสใน PMOS ได้ในลักษณะเดียวกันกับของ NMOS โดย PMOS มีชนิดของสารกึ่งตัวนำและขั้วของแรงดันต่างๆ ตรงกันข้ามกับ NMOS และมีชั้นผิวกลับของโฮลอิสระเป็นช่องทางนำกระแสระหว่างซอร์สและเดรน

1.3.3 ความสัมพันธ์ของกระแสในมอสเฟต

ในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงความสัมพันธ์ของกระแสในย่านการทำงานต่างๆ ของมอสเฟต โดยใช้ NMOS ในรูปที่ 1.11 ที่มีขนาดความยาวและความกว้างของช่องทางนำกระแสเท่ากับ L และ W ตามลำดับ หากสมมติให้ NMOS มี $V_{GS} \geq V_{TH}$ และช่องทางนำกระแส และสมมติให้ชั้นผิวกลับเริ่มเกิดขึ้นอย่างทันทีเมื่อ $V_{GS} = V_{TH}$ ความหนาแน่นของประจุที่เกิดจากชั้นออกไซด์จะมีค่าแปรผันตรงกับ $(V_{GS} - V_{TH})$ และประจุบวกที่เกิดขึ้นที่เกตจะมีจำนวนเท่ากับประจุลบในช่องทางนำกระแส หากสมมติให้ $V_{DS} \geq 0$ อิเล็กตรอนในช่องทางนำกระแสจะเคลื่อนที่จากซอร์สไปเดรน และเกิดกระแสไหลในทิศทางตรงกันข้าม ค่าศักย์ไฟฟ้าในช่องทางนำกระแส (V_{ch}) ที่ระยะห่าง x จากซอร์สจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ โดยเริ่มจาก $V_{ch} = 0$ ที่ซอร์ส ($x = 0$) ไปจนถึง $V_{ch} = V_D$ ที่เดรน ($x = L$) และความต่างศักย์ระหว่างเกตกับช่องทางนำกระแส $V_G - V_{ch}(x)$ จะมีค่าเพิ่มขึ้นจาก V_G ที่ซอร์ส ไปจนถึง $V_G - V_D$ ที่เดรน ดังนั้นเราสามารถวิเคราะห์หากระแสเดรน (I_D) ในมอสเฟตได้ จากอัตราการเคลื่อนที่ของพาหะในช่องทางนำกระแส หรือ

$$I_D = \frac{dQ_c}{dt} = \frac{dQ_c}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (1.2)$$

โดยที่ Q_c คือ ประจุของอิเล็กตรอนในช่องทางนำกระแส x คือระยะห่างจากซอร์ส มีค่าตั้งแต่ $x = 0$ ที่ซอร์ส ถึง $x = L$ ที่เดรน และ t คือ เวลาที่อิเล็กตรอนใช้เคลื่อนที่จากซอร์สไปเดรน dQ_c คือประจุอิเล็กตรอนที่

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 9

เพิ่มขึ้น เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้น dx ดังนั้น

$$dQ_c = -WC_{ox} (V_{GS} - V_{ch}(x) - V_{TH}) dx \quad (1.3)$$

โดยเครื่องหมายลบหมายถึงประจุลบของอิเล็กตรอน และ

$$I_D = -WC_{ox} (V_{GS} - V_{ch}(x) - V_{TH}) \frac{dx}{dt} \quad (1.4)$$

$$= -WC_{ox} (V_{GS} - V_{ch}(x) - V_{TH}) v_d \quad (1.5)$$

โดย $dx/dt = v_d$ คือ ความเร็วลอยเลื่อน (drift velocity) ของอิเล็กตรอน ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$v_d = \mu_n E_x \quad (1.6)$$

โดย μ_n คือค่าความคล่องตัว (mobility) ของอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำ และ $E_x = -dV_{ch}/dx$ คือสนามไฟฟ้าแนวนอน ดังนั้น

$$I_D = WC_{ox} (V_{GS} - V_{ch}(x) - V_{TH}) \mu_n \frac{dV_{ch}}{dx} \quad (1.7)$$

เนื่องจาก $V_{ch}(0) = 0$ และ $V_{ch}(L) = V_{DS}$ เราสามารถหา I_D ได้ด้วยการอินทิเกรต

$$\int_{x=0}^{x=L} I_D dx = \int_{V_{ch}=0}^{V_{ch}=V_{DS}} WC_{ox} (V_{GS} - V_{ch}(x) - V_{TH}) \mu_n dV_{ch} \quad (1.8)$$

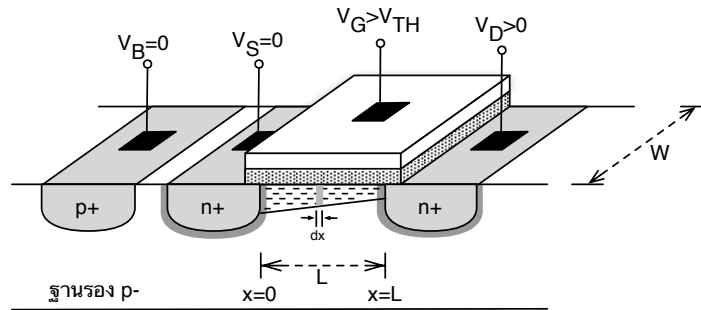
และเนื่องจาก I_D มีค่าเท่ากันตลอดระยะทางในช่องนำกระแส ดังนั้น

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (1.9)$$

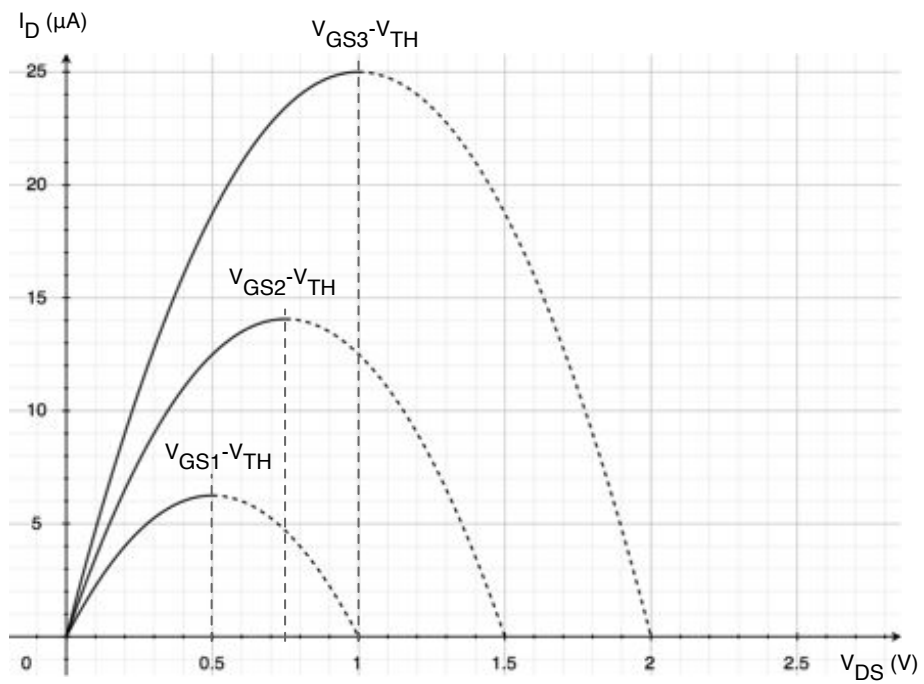
โดยค่า $\mu_n C_{ox} \equiv K_n$ มักถูกเรียกว่า ค่าพารามิเตอร์ทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance parameter) มีหน่วยเป็น A/V^2 รูปที่ 1.12 แสดงกราฟของ $I_D - V_{DS}$ ตาม (1.9) ซึ่งเป็นลักษณะพาราโบลาคว่ำ และมีค่า I_D สูงสุดเมื่อ $\partial I_D / \partial V_{DS} = 0$ ซึ่งเกิดขึ้นที่ $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$

เมื่อ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ ความสัมพันธ์ของ I_D จะไม่เป็นไปตาม 1.9 เนื่องจากช่องนำกระแสของมอสเฟตเกิดการ “ขาดตอน (pinch-off)” ซึ่งเราสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ เมื่อแรงดัน V_{DS} มีค่าเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งความต่างศักย์ระหว่างแรงดันเกตกับแรงดันในช่องนำกระแสที่ชาเดรนมีค่าเท่ากับ V_{TH} หรือ $V_{GS} - V_{ch}(L) = V_{TH}$ หรือ $V_{ch}(L) = V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$ มอสเฟตจะมีความหนาแน่นประจุ (Q_c) ที่ชาเดรน ($x = L$) เท่ากับ 0 ซึ่งหมายถึงชั้นผิวกลับหรือช่องนำกระแสสิ้นสุดลง เราเรียกว่า “การ

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 10



รูปที่ 1.11: ภาพตัดขวางของ NMOS สำหรับวิเคราะห์ I_D



รูปที่ 1.12: คุณลักษณะ $I_D - V_{DS}$ ของมอสเฟตในย่านไตรโอด

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 11

ขาดตอน (pinch-off) ของช่องทางนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 1.13 และหาก V_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นอีก หรือ $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ จุดที่เกิดการขาดตอนหรือจุดที่มี $Q_c = 0$ จะค่อยๆ เลื่อนเข้ามาด้านในของช่องทางนำกระแสไปทางขาซอร์ส หรือความยาวช่องทางนำกระแสของมอสเฟตจะค่อยๆ ลดลง ดังแสดงในรูปที่ 1.13 ดังนั้นในการวิเคราะห์หา I_D เราจะต้องอินทิเกรตพจน์ทางซ้ายของ (1.8) จาก $x = 0$ ถึง $x = L'$ โดย L' คือความยาวช่องทางประสิทธิผล (effective channel-length) หรือจุดที่ $Q_c = 0$ และอินทิเกรตพจน์ทางขวาของ (1.8) จาก $V_{ch} = 0$ ถึง $V_{ch} = V_{GS} - V_{TH}$ ซึ่งจะได้

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (1.10)$$

จะเห็นได้ว่า I_D มีค่าเป็นอิสระจาก V_{DS} และหากสมมติว่า L ของมอสเฟตมีค่ามาก (long-channel MOSFET²) เราจะได้ว่า $L' \approx L$ ดังนั้น

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (1.11)$$

รูปที่ 1.14 แสดงกราฟคุณลักษณะ $I_D - V_{DS}$ ของมอสเฟต โดยเมื่อ $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$ มอสเฟตทำงานอยู่ในย่านที่เรียกว่า ย่านไตรโอด (Triode region) หรือย่านเชิงเส้น (Linear region) และมี I_D ตามความสัมพันธ์ใน (1.9) และเมื่อ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ มอสเฟตทำงานอยู่ในย่านที่เรียกว่า ย่านอิ่มตัว (saturation region) หรือย่านแอคทีฟ (active region) และให้ I_D ตามความสัมพันธ์ใน (1.11) ซึ่งมักถูกเรียกว่าคุณลักษณะยกกำลังสองของมอสเฟต (MOSFET's square-law characteristic) และเราเรียกค่า $V_{GS} - V_{TH}$ ว่า แรงดันเดรน-ซอร์สอิ่มตัว (drain-source saturation voltage, $V_{DS}(sat)$) หรือแรงดันเกตโอเวอร์ไดรฟ์ (gate overdrive voltage, V_{OV})

จาก I_D ของมอสเฟตในย่านไตรโอด ใน (1.9) ถ้า $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$ เราจะได้ว่า

$$I_D \simeq \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} \quad (1.12)$$

แสดงว่า I_D เป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของ V_{DS} ซึ่งเป็นคุณลักษณะของความต้านทานเชิงเส้นนั่นเอง ดังนั้นค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สมีค่าเท่ากับ

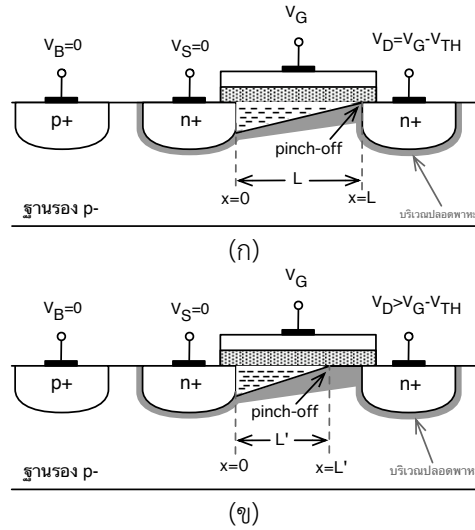
$$R_{on} \equiv \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (1.13)$$

ดังนั้นเมื่อ $V_{DS} \ll 2(V_{GS} - V_{TH})$ หรือเราอาจเรียกว่า ย่านไตรโอดลึก (deep triode region) มอสเฟตสามารถทำงานเสมือนเป็นความต้านทานเชิงเส้นที่ควบคุมได้ด้วย $(V_{GS} - V_{TH})$

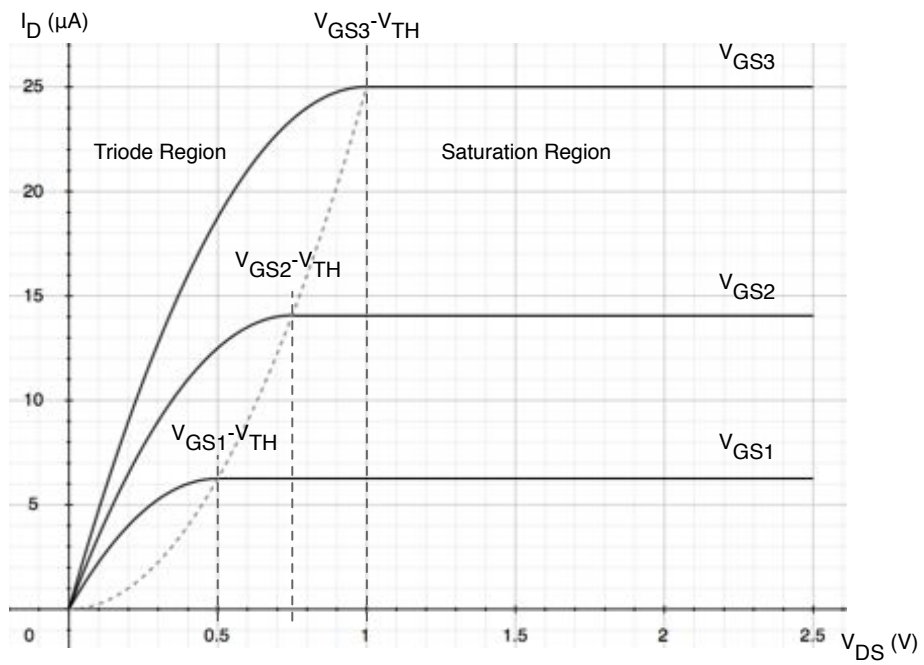
ในกรณีของ PMOS เราสามารถจะเขียนคุณลักษณะของ I_D ในย่านไตรโอดและย่านอิ่มตัวได้ตาม (1.14)

²Long-channel หมายถึงมอสเฟตที่มี $L \gg X_j$ โดยที่ X_j คือความกว้างของพื้นที่ปลอดพาหะของรอยต่อ pn ที่ขาซอร์สและขาเดรน

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 12

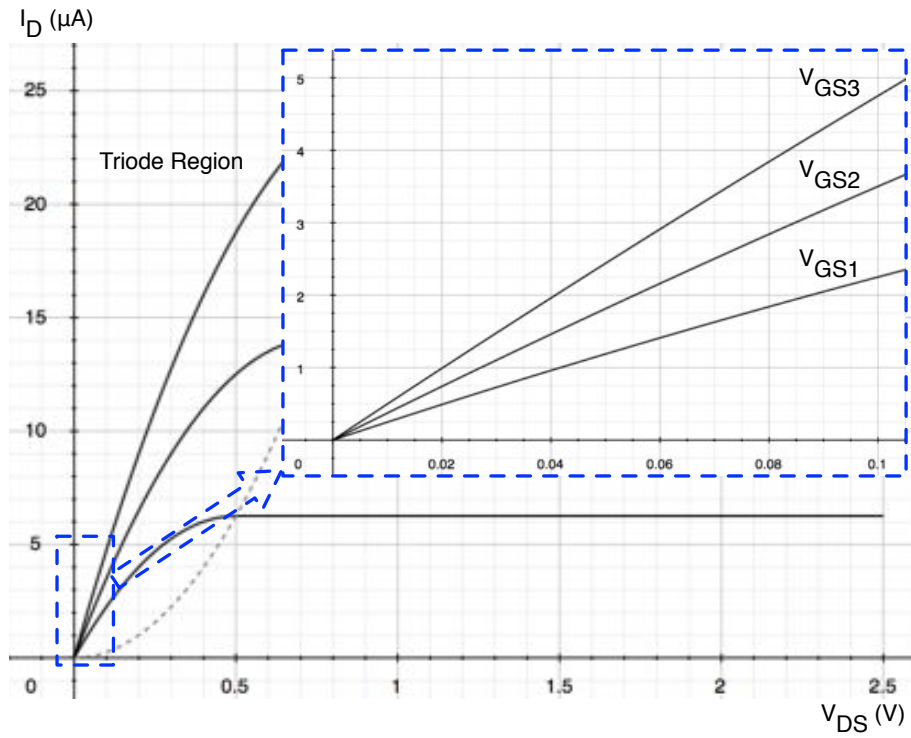


รูปที่ 1.13: การพินช์ออฟของช่องทางนำกระแสในมอสเฟต

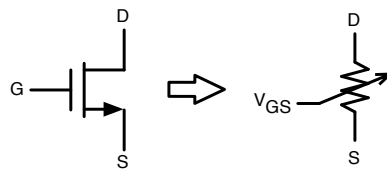


รูปที่ 1.14: คุณสมบัติ $I_D - V_{DS}$ ของมอสเฟต

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 13



รูปที่ 1.15: คุณลักษณะเชิงเส้นของมอสเฟตในย่านไตรโอดลิก



รูปที่ 1.16: มอสเฟตทำงานเป็นความต้านทานเชิงเส้นที่ควบคุมด้วยแรงดัน

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 14

และ (1.15) ตามลำดับ โดย μ_p คือค่าความคล่องตัวของโฮลในสารกึ่งตัวนำซิลิคอน และ PMOS มี I_D ไหลจากซอร์สไปเดรนและ $V_{SG} > 0$ และ $V_{SD} > 0$ และมีแรงดันขีดเริ่ม $V_{THP} < 0$

$$I_D = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{SG} + V_{THP}) V_{SD} - \frac{1}{2} V_{SD}^2 \right] \quad (1.14)$$

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} + V_{THP})^2 \quad (1.15)$$

1.4 ผลของความไม่เป็นอุดมคติของมอสเฟต

1.4.1 ผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องทาง (Channel-length modulation effect)

การวิเคราะห์หา I_D ของมอสเฟตในย่านอิมิตัวใน (1.10) เราได้ละเลยการลดลงของความยาวประสิทธิผลของช่องนำกระแส และสมมติให้ $L' \approx L$ ทำให้เราได้ I_D มีค่าเป็นอิสระจาก V_{DS} ในทางปฏิบัตินั้นมอสเฟตจะมี I_D เพิ่มขึ้นเมื่อ V_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจาก L' มีค่าลดลง ซึ่งเราสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ ในย่านอิมิตัวที่ $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ มอสเฟตมีช่องนำกระแสที่ขาดตอน และเมื่อ V_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ความกว้างของพื้นที่ปลอดพาหะระหว่างช่องนำกระแสและเดรน (X_d) มีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ความยาวช่องนำกระแสของมอสเฟตมีค่าน้อยลง และมีค่าเท่ากับความยาวประสิทธิผล (L')

$$L' = L - X_d \quad (1.16)$$

โดยเมื่อ V_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ L' ค่อยๆลดลง และทำให้ I_D มีค่าเพิ่มขึ้นตาม (1.10) เราเรียกสิ่งนี้ว่า ผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องทาง (Channel-length modulation effect) ซึ่งการเพิ่มขึ้นของ I_D ที่เกิดจากการเพิ่มขึ้นของ V_{DS} มีลักษณะเป็นแบบเชิงเส้น และเราสามารถจำลอง I_D ได้เท่ากับ

$$I_D = I_{D0} \left[1 + \frac{1}{I_{D0}} \cdot \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} (V_{DS} - V_{DS}(sat)) \right] \quad (1.17)$$

โดยที่ $I_{D0} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$ คือ I_D ที่ $V_{DS} = V_{DS}(sat)$ และถ้าเรานิยามให้ $\lambda = \frac{1}{I_{D0}} \cdot \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}$ คือค่าสัมประสิทธิ์ของการเพิ่มขึ้นของ I_D ที่เกิดจากการเพิ่มขึ้นของ V_{DS} หรือ ค่าสัมประสิทธิ์การเปลี่ยนแปลงความยาวช่องทางนำกระแส (channel-length modulation coefficient) ซึ่งมีหน่วยเป็น V^{-1} เราจะได้ว่า

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 [1 + \lambda (V_{DS} - V_{DS}(sat))] \quad (1.18)$$

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 15

และเราสามารถหาความสัมพันธ์ของ λ ได้ดังต่อไปนี้ จาก (1.10) เราจะได้

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = -\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L^2} (V_{GS} - V_{TH})^2 \frac{\partial L'}{\partial V_{DS}} \quad (1.19)$$

และจาก (1.16) เราจะได้

$$\frac{\partial L'}{\partial V_{DS}} = -\frac{\partial X_d}{\partial V_{DS}} \quad (1.20)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} &= \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L^2} (V_{GS} - V_{TH})^2 \frac{\partial X_d}{\partial V_{DS}} \\ &= \frac{I_D}{L'} \cdot \frac{\partial X_d}{\partial V_{DS}} \end{aligned} \quad (1.21)$$

หรือ

$$\frac{1}{I_D} \cdot \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{1}{L'} \cdot \frac{\partial X_d}{\partial V_{DS}} \quad (1.22)$$

หากสมมติให้ $X_d \ll L$ หรือ $L' \approx L$ จะได้ $I_D \approx I_{D0}$ ดังนั้น

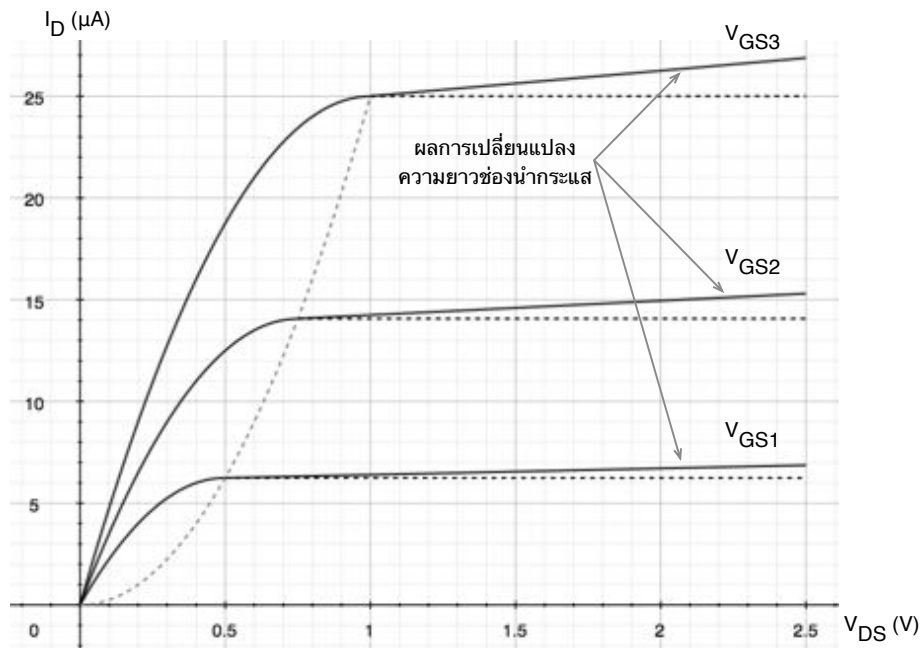
$$\lambda \approx \frac{1}{I_D} \cdot \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{1}{L} \cdot \frac{\partial X_d}{\partial V_{DS}} \quad (1.23)$$

ค่า $\partial X_d / \partial V_{DS}$ เป็นฟังก์ชันที่ซับซ้อน เนื่องจากการกระจายตัวของสนามไฟฟ้าที่ตกคร่อมพื้นที่ปลอดพาหะ บริเวณเดรนนั้นเป็นแบบหลายมิติ ทำให้การวิเคราะห์หาค่า λ นั้นยุ่งยากและซับซ้อน [4] ในทางปฏิบัติเราจะหาค่า λ จากคุณลักษณะของมอสเฟตที่วัดได้จากผลการทดลอง และสิ่งสำคัญที่ได้จาก (1.23) คือ λ มีค่าแปรผกผันกับค่าความยาวช่องนำกระแส หรือ $\lambda \propto 1/L$ โดยปกติ λ จะมีค่าประมาณ 0.05 V^{-1} ถึง 0.005 V^{-1}

รูปที่ 1.17 แสดงกราฟ $I_D - V_{DS}$ ของมอสเฟตในย่านอิมิตัวที่แสดงถึงผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องนำกระแส โดย I_D มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นลักษณะเชิงเส้นเมื่อ V_{DS} เพิ่มขึ้น และมีความชันเท่ากับ

$$\partial I_D / \partial V_{DS} = \lambda \cdot \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 = \lambda I_D \quad (1.24)$$

รูปที่ 1.18 เปรียบเทียบกราฟ $I_D - V_{DS}$ ของ NMOS 3 ตัวที่มี $w/L = 5$ เท่ากันหมด แต่มี L และ W ต่างกันเป็น 10 เท่าและ 100 เท่า เราจะเห็นได้ว่า NMOS ที่มี L มากมีความชันของกราฟในย่านอิมิตัว

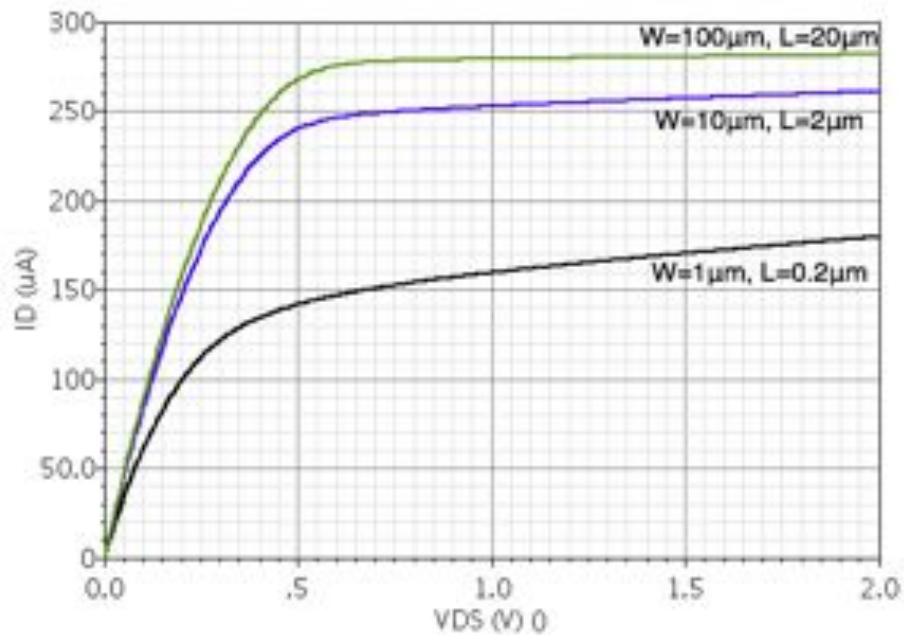


รูปที่ 1.17: ผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องนำกระแสต่อกราฟของ $I_D - V_{DS}$

น้อยกว่า NMOS ที่มี L น้อย เนื่องจากมีค่า λ น้อยกว่า ความสัมพันธ์ของ I_D กับการเปลี่ยนความยาวช่องนำกระแสที่ได้จากการวิเคราะห์ในหัวข้อนี้จะมีความถูกต้องน้อยลง เมื่อ $X_d \approx L$ หรือมอสเฟตมีช่องนำกระแสสั้น (short-channel effects) ซึ่งส่งผลกระทบต่อการทำงานของมอสเฟต เช่น มอสเฟตที่มี L น้อย จะเข้าสู่ย่านอิมิตัวเร็วขึ้น หรือ มีค่า $V_{DS(sat)}$ น้อยลง (สังเกตได้จากรูปที่ 1.18) เราจะอธิบายถึงผลกระทบที่เกิดจากช่องนำกระแสสั้นในหัวข้อ 1.8

1.4.2 ผลของแรงดันขาบอดี้ (Body effect)

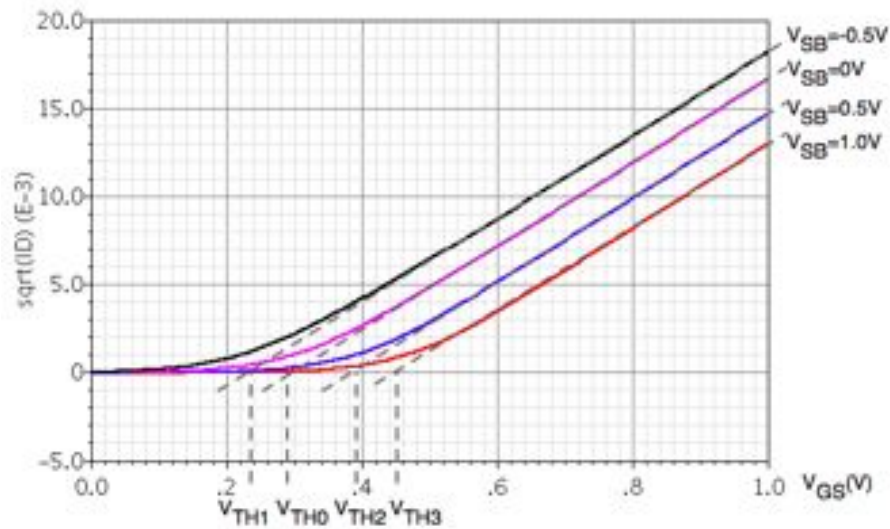
ในการวิเคราะห์ค่า I_D ที่ในหัวข้อที่ผ่านมา เราได้สมมติว่ามอสเฟตมีซอร์สและบอดี้ต่อเข้าด้วยกัน หรือ $V_{SB} = 0$ ในทางปฏิบัติมอสเฟตอาจมีความต่างศักย์ไฟฟ้าระหว่างซอร์สและบอดี้ หรือ $V_{SB} \neq 0$ ซึ่งจะทำให้คุณลักษณะ I_D ของมอสเฟตเปลี่ยนแปลงไป โดยสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้ รูปที่ xx แสดง NMOS ที่มี $V_{GS} < V_{TH}$ และมี $V_{SB} > 0$ ดังนั้นพื้นที่ใต้เกตจะมีเป็นบริเวณปลอดพาหะและยังไม่มีชั้นผิวกลับ หากสมมติให้ V_B มีค่าลดลง หรือ V_{SB} มีค่าเพิ่มขึ้น โสไลจะถูกดึงดูดไปที่ขั้วของขาบอดี้มากขึ้น และบริเวณใต้เกตจะมีไอออนลบมากขึ้นหรือพื้นที่ปลอดพาหะมีความกว้างเพิ่มขึ้นนั่นเอง ทำให้เราต้องใช้ค่าสนามไฟฟ้าแนวตั้งมากขึ้นเพื่อดึงดูดอิเล็กตรอนอิสระมาสร้างชั้นผิวกลับ หรือใช้ V_{GS} มากขึ้นนั่นเอง ดังนั้นค่า V_{GS} ที่น้อยที่สุดที่ทำให้เกิดช่องทางนำกระแส หรือ V_{TH} จะมีค่าเพิ่มขึ้น ดังใน (1.1) เราเรียกการเปลี่ยนแปลง V_{TH} ซึ่งเกิดจาก V_{SB} ว่า ผลของแรงดันขาบอดี้ (body effect) และเราสามารถพิสูจน์ได้ว่า [3]



รูปที่ 1.18: กราฟ $I_D - V_{DS}$ ของ NMOS ที่มี $w/L = 5$ และ $L = 0.2 \mu\text{m}$, $2 \mu\text{m}$ และ $20 \mu\text{m}$

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_F} \right) \quad (1.25)$$

โดยที่ V_{TH0} ค่า V_{TH} เมื่อ $V_{SB} = 0$ และมีค่าตาม (1.1) และ $\gamma = \sqrt{2qN_{sub}K_s\epsilon_0}/C_{ox}$ คือสัมประสิทธิ์ของผลของแรงดันขบอดี $K_s = 11.8$ คือ สภาพยอมสัมพัทธ์ (relative permittivity) ของซิลิคอน $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$ คือ สภาพยอมของอวกาศว่าง (free space) N_{sub} คือ ความเข้มข้นการโด๊ปของฐานรองชนิด p ซึ่งเป็นขบอดีของ NMOS โดยปกติ γ จะมีค่าประมาณ $0.3 - 0.4 \text{V}^{1/2}$ รูปที่ 1.19 แสดงกราฟของ $\sqrt{I_D} - V_{GS}$ ของ NMOS ในย่านอิมิตัวที่มี V_{DS} คงที่ ซึ่งเราสามารถประมาณค่า V_{TH} ได้จากจุดตัดแกน x เมื่อ V_{SB} มีค่าเพิ่มขึ้น NMOS จะมี V_{TH} เพิ่มขึ้น หรือถ้าดูที่ค่า V_{GS} คงที่ NMOS จะมี I_D ลดลงนั่นเอง โดยทั่วไปผลของแรงดันขบอดีเป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการเนื่องจากจะทำให้ V_{TH} มีค่าเปลี่ยนแปลงไป ทำให้มอสเฟตและวงจรรวมมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไป อย่างไรก็ตามผลของแรงดันขบอดีสามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้ดีสำหรับวงจรรอแนะสวิตช์ที่ต้องทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงต่ำ ซึ่งเราจะได้กล่าวในบทที่ xxx

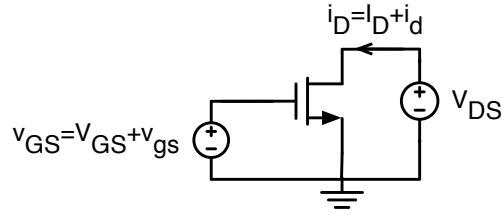


รูปที่ 1.19: กราฟ $\sqrt{I_D}$ vs. V_{GS} ที่แสดงถึงการเปลี่ยนแปลง V_{TH} เนื่องจากแรงดันบอดี้

1.5 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (small-signal model of MOSFET)

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่มีความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} แบบไม่เป็นเชิงเส้น ดังแสดงในสมการแบบจำลองสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal model) ตาม (1.9) และ 1.11 ซึ่งใช้สำหรับการวิเคราะห์และออกแบบวงจรที่แรงดันไฟตรง หรือเมื่อวงจรมีสัญญาณขนาดใหญ่ โดยทั่วไป วงจรแอนะล็อกส่วนใหญ่เป็นวงจรเชิงเส้น เช่น วงจรขยายสัญญาณ ซึ่งทำงานกับสัญญาณกระแสสลับขนาดเล็กที่แกว่งอยู่รอบสัญญาณไฟตรง และเราจะใช้การจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal model) ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรแอนะล็อกเชิงเส้น โดยใช้การประมาณคุณลักษณะแบบไม่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ต่างๆ เช่น มอสเฟต ทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ ด้วยแบบจำลองเชิงเส้น มอสเฟตในย่านอิมิตัวมีความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} เป็นฟังก์ชันยกกำลังสอง ซึ่งเราสามารถประมาณได้ด้วยฟังก์ชันเชิงเส้น โดยสมมติให้สัญญาณกระแสสลับของมอสเฟตมีขนาดเล็ก เราเรียกว่า การประมาณแบบสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal approximation) ดังนั้นในหัวข้อนี้เราจะอธิบายถึงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต โดยเฉพาะสำหรับมอสเฟตที่ทำงานในย่านอิมิตัว

เราจะเริ่มวิเคราะห์แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต โดยพิจารณาจากวงจรในรูปที่ 1.20 และสมมติให้ NMOS ทำงานในย่านอิมิตัวโดยมีแรงดัน v_{GS} ทั้งหมดประกอบด้วยแรงดันไฟตรง (V_{GS}) และแรงดันกระแสสลับ (v_{gs}) หรือ $v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$ ดังนั้นเราจะได้ i_D ทั้งหมดเท่ากับ



รูปที่ 1.20: วงจร NMOS ที่ป้อนแรงดันไฟตรงและแรงดันกระแสสลับ

$$i_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} + v_{gs} - V_{TH})^2 \quad (1.26)$$

$$= \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{TH})^2 - 2(V_{GS} - V_{TH})v_{gs} + v_{gs}^2] \quad (1.27)$$

$$\therefore i_D \equiv I_D + i_d \quad (1.28)$$

โดยที่ $I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$ คือ กระแสเดรนไฟตรง และ i_d คือ กระแสเดรนกระแสสลับ มีค่าเท่ากับ

$$i_d = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_{TH})v_{gs} + v_{gs}^2] \quad (1.29)$$

หากเรากำหนดให้ $2(V_{GS} - V_{TH})v_{gs} \gg v_{gs}^2$ หรือ

$$v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_{TH}) \quad (1.30)$$

ซึ่งคือ เงื่อนไขของการประมาณสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต (small-signal condition) เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง i_d และ v_{gs} เป็นแบบเชิงเส้น หรือ

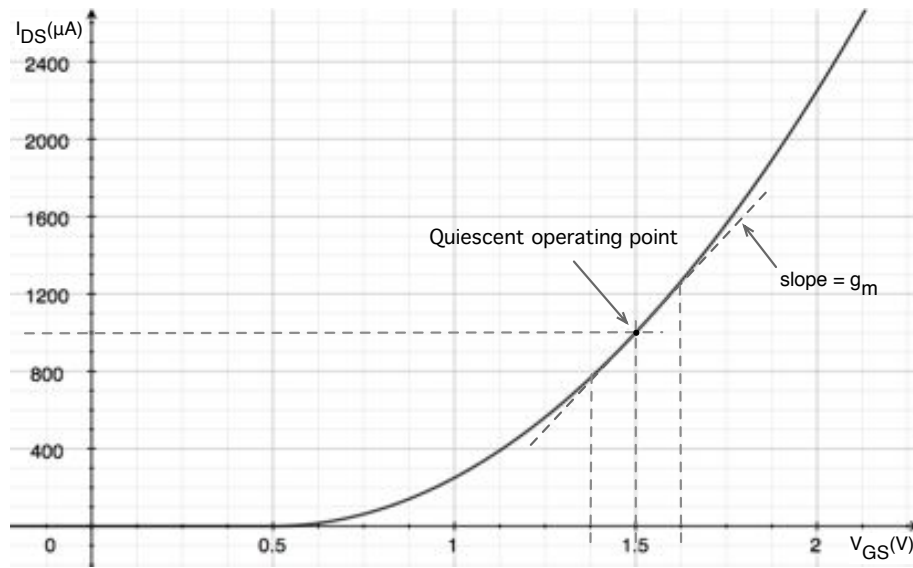
$$i_d = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) v_{gs} \quad (1.31)$$

$$\therefore i_d \equiv g_m v_{gs} \quad (1.32)$$

โดย g_m คือค่าทรานส์คอนดักแตนซ์สัญญาณขนาดเล็ก (small-signal transconductance) ของมอสเฟต ที่ทำงานในย่านอิมิตัว มีค่าเท่ากับ

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (1.33)$$

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 20



รูปที่ 1.21: การประมาณสัญญาณขนาดเล็กกับกราฟ $I_D - V_{GS}$ ของมอสเฟต

ซึ่ง g_m คือค่าอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของ i_d เทียบกับ v_{gs} หรือ $g_m = \partial i_D / \partial v_{GS}$ ซึ่งคือค่าความชันของเส้นตรงที่สัมผัสกับกราฟ i_D ของมอสเฟตที่จุดทำงานไฟตรงของมอสเฟต ดังแสดงในรูปที่ 1.21 ดังนั้น g_m จะมีค่าขึ้นอยู่กับจุดทำงานไฟตรง หรือค่าแรงดันและกระแสไฟตรง V_{GS} และ I_D ของมอสเฟต และจาก (1.10) เรายังสามารถเขียน g_m ได้เท่ากับ

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} (W/L) I_D} \quad (1.34)$$

และ

$$g_m = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_{TH})} \quad (1.35)$$

ซึ่งสามารถแสดงถึงประสิทธิภาพการใช้กระแสเพื่อให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (transconductance-to-current ratio) ของมอสเฟตได้ หรือค่า g_m/I_D

$$\frac{g_m}{I_D} = \frac{2}{(V_{GS} - V_{TH})} \quad (1.36)$$

ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า $(V_{GS} - V_{TH})$

นอกจาก i_D มีค่าแปรผันตาม v_{GS} แล้วยังมีค่าแปรผันตาม v_{DS} และ v_{BS} ด้วย เนื่องจากผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องทาง และผลของแรงดันขาคอดี ดังที่ได้อธิบายในหัวข้อ 1.4.1 และ 1.4.2 ตามลำดับ โดยเราสามารถหาการผันแปรของ i_D ที่เกิดจาก v_{DS} ได้จากการหาค่าอนุพันธ์ของ i_D เทียบกับ

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 21

v_{DS} จาก (1.10) ซึ่งเราเรียกว่า ค่าความนำสัญญาณขนาดเล็กระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (small-signal drain-source conductance, g_{ds}) มีค่าเท่ากับ

$$g_{ds} \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} = \lambda I_D \quad (1.37)$$

หรือเราจะได้ ค่าความต้านทานสัญญาณขนาดเล็กระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (small-signal drain-source resistance, r_{ds}) เท่ากับ

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (1.38)$$

เราสามารถหาการผันแปรของ i_D ที่เกิดจาก v_{BS} ได้จากการหาค่าอนุพันธ์ของ i_D เทียบกับ v_{BS} จาก 1.10 ซึ่งเราเรียกว่า ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์สัญญาณขนาดเล็กของขาบอดี้ (body transconductance, g_{mb}) มีค่าเท่ากับ

$$g_{mb} = \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \quad (1.39)$$

$$= \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \cdot \left(-\frac{\partial V_{TH}}{\partial v_{BS}} \right) \quad (1.40)$$

และจาก (1.25)

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial v_{BS}} = -\frac{\partial V_{TH}}{\partial v_{SB}} \quad (1.41)$$

$$= -\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} \quad (1.42)$$

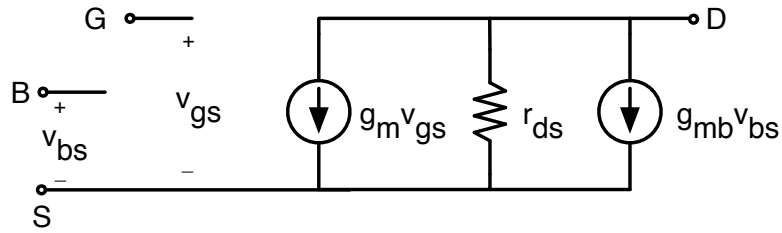
ดังนั้นเราจะได้

$$g_{mb} = g_m \cdot \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}} \quad (1.43)$$

$$\therefore g_{mb} \equiv \eta g_m \quad (1.44)$$

โดยที่ $\eta = g_{mb}/g_m = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{SB}}}$ คือค่าอัตราส่วนระหว่าง g_{mb} และ g_m โดยปกติ มีค่าประมาณ 0.1 – 0.3 หรือ g_m จะมีค่าประมาณ 3 – 10 เท่าของ g_{mb}

ดังนั้นเราสามารถจะเขียนการผันแปรของ i_D ของมอสเฟตในย่านอิมิตัวได้เท่ากับ



รูปที่ 1.22: แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟต

$$\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \partial v_{GS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \partial v_{DS} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \partial v_{BS} \quad (1.45)$$

หรือ

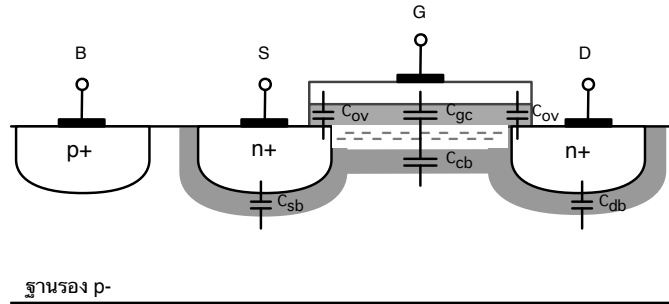
$$i_d = g_m v_{gs} + g_{ds} v_{ds} + g_{mb} v_{bs} \quad (1.46)$$

ดังนั้นเราจะได้แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของมอสเฟตดังแสดงในรูปที่ 1.22 ซึ่งเป็นแบบจำลองสำหรับความถี่ต่ำ เนื่องจากมีค่าความต้านทานระหว่างขาเกตและขาซอร์สเป็นอนันต์ เพราะว่ากระแสที่ไหลเข้าขาเกตที่ความถี่ต่ำมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากชั้นซิลิคอนไดออกไซด์ที่เป็นฉนวนคั่นระหว่างขาเกตกับช่องทางนำกระแส

1.6 ตัวเก็บประจุไฟฟ้าภายในมอสเฟต (MOSFET capacitances)

โครงสร้างกายภาพของมอสเฟตประกอบด้วยรอยต่อของชั้นสารกึ่งตัวนำ และชั้นฉนวนต่างๆ ทำให้มีตัวเก็บประจุเกิดขึ้นภายในมอสเฟต ตัวเก็บประจุภายในเหล่านี้จะมีผลต่อคุณลักษณะและการทำงานของมอสเฟต เมื่อใช้งานกับสัญญาณกระแสสลับที่มีความถี่สูง โดยตัวเก็บประจุภายในที่เกิดจากโครงสร้างกายภาพของมอสเฟตดังในรูปที่ 1.23 สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท คือ 1) ตัวเก็บประจุที่เกิดจากพื้นที่ที่ลอดพาหะระหว่างเดรนกับฐานรอง (drain-substrate depletion capacitance, C_{db}) และซอร์สกับฐานรอง (source-substrate depletion capacitance, C_{sb}) 2) ตัวเก็บประจุที่เกิดจากการทับซ้อนกับระหว่างเกตกับเดรน (gate-drain overlap capacitance) และเกตกับซอร์ส (gate-source overlap capacitance) และ 3) ตัวเก็บประจุที่เกิดจากประจุในช่องนำกระแส ได้แก่ ตัวเก็บประจุของชั้นออกไซด์ระหว่างเกตกับช่องนำกระแส (gate-channel oxide capacitance, C_{gc}) และตัวเก็บประจุระหว่างช่องนำกระแสกับฐานรอง (channel-substrate depletion capacitance, C_{cb}) โดย $C_{gc} = WLC_{ox}$ และ $C_{cb} = WL\sqrt{q\epsilon_{si}N_{sub}/4\phi_F}$

ตัวเก็บประจุที่เกิดจากพื้นที่ที่ลอดพาหะ (C_{sb} และ C_{db}) มีค่าเท่ากับผลรวมของตัวเก็บประจุที่เกิดจาก



รูปที่ 1.23: ตัวเก็บประจุภายในโครงสร้างกายภาพของมอสเฟต

พื้นที่ด้านล่างของรอยต่อ (C_{bp}) และพื้นที่เส้นรอบวงของรอยต่อ (C_{sw}) ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$C_{sb(db)} = C_{bp} + C_{sw} = C_j L_s W + C_{jsw} (2L_s + W) \quad (1.47)$$

โดย C_j คือตัวเก็บประจุหลอดพาหะต่อพื้นที่หนึ่งหน่วย และ C_{jsw} คือตัวเก็บประจุหลอดพาหะต่อความยาวหนึ่งหน่วย มีค่าเท่ากับ

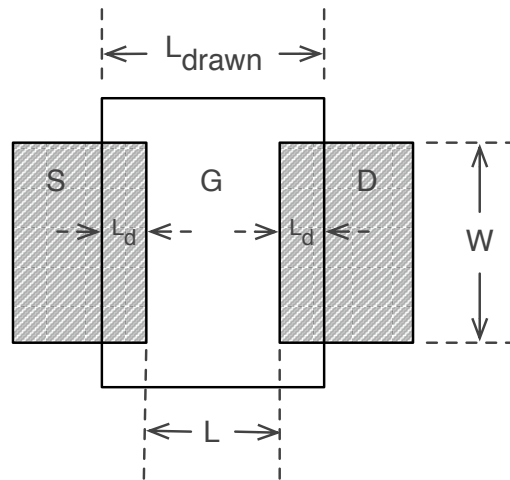
$$C_j = C_{j0} [1 + V_{SB(DB)}/\phi_B]^{mj} \quad (1.48)$$

$$C_{jsw} = C_{jsw0} [1 + V_{SB(DB)}/\phi_B]^{mjsw} \quad (1.49)$$

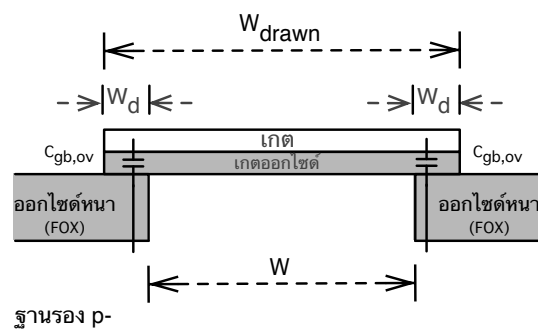
โดย ϕ_B คือศักย์ไฟฟ้าภายในของรอยต่อเดรน-บอดี้ และรอยต่อซอร์ส-บอดี้ m_j และ m_{jsw} คือ สัมประสิทธิ์การปรับระดับ (grading coefficient) และสัมประสิทธิ์การปรับระดับด้านข้าง (sidewall grading coefficient) ของรอยต่อฐานรอง โดย C_{sb} และ C_{db} มีค่าเป็นอิสระจากย่านการทำงานของมอสเฟต

ตัวเก็บประจุที่เกิดจากการทับซ้อนกันระหว่างเกตกับเดรน และเกตกับซอร์ส (overlap capacitance) มีค่าเป็นอิสระจากย่านการทำงานของมอสเฟต และมีค่าเท่ากับ $C_{ov} = W L_D C_{ox}$ โดย L_D คือระยะทางการทับซ้อนกันระหว่างเกตกับเดรน และเกตกับซอร์ส ซึ่งบริเวณซอร์สและเดรนมีการแพร่แนวข้าง (lateral diffusion) ของลงไปอยู่ใต้เกต ดังแสดงในรูปที่ 1.24 นอกจากนี้ยังมีตัวเก็บประจุที่เกิดจากการทับซ้อนระหว่างเกตกับบอดี้ ($C_{gb,ov}$, gate-body overlap capacitance) ซึ่งสามารถเห็นได้จากภาพตัดขวางตามแนวของ W ของมอสเฟตในรูปที่ 1.25 และมีค่าเท่ากับ $C_{gb,ov} = W_D C_{ox} L$ โดยที่ W_D คือระยะทางการทับซ้อนกันระหว่างเกตกับบอดี้

จากตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นภายในโครงสร้างกายภาพของมอสเฟตที่กล่าวมาข้างต้น เราสามารถหาตัวเก็บประจุระหว่างขาต่างๆของมอสเฟต ได้แก่ ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-ซอร์ส (C_{gs}) ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-เดรน (C_{gd}) ตัวเก็บประจุระหว่างเกต-บอดี้ (C_{gb}) ตัวเก็บประจุระหว่างซอร์ส-บอดี้ (C_{sb}) และตัวเก็บ



รูปที่ 1.24: ภาพด้านบนของมอสเฟตแสดงถึงการทับซ้อนของเกตกับซอร์ส และเกตกับเดรน



รูปที่ 1.25: ภาพตัดขวางด้านข้างของมอสเฟต แสดงการทับซ้อนระหว่างเกตกับบอดี้

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 25

ประจุระหว่างเดรน-บอดี (C_{db}) โดย C_{sb} และ C_{db} มีค่าดังใน (1.47) และเป็นอิสระจากย่านการทำงานขอ มอสเฟต ส่วน C_{gs} C_{gd} และ C_{gb} มีค่าแปรผันในย่านการทำงานต่างๆ ได้ดังนี้

1) เมื่อมอสเฟตไม่ทำงาน (OFF) และไม่มีประจุในช่องนำกระแส C_{gs} และ C_{gd} มีค่าเท่ากับ C_{ov} หรือ $C_{gs} = C_{gd} = WL_d C_{ox}$ ในขณะที่ $C_{gb} = C_{gc} + 2C_{gb,ov} = WLC_{ox} + 2W_D LC_{ox}$

2) เมื่อมอสเฟตทำงานในย่านไตรโอด และมีค่า V_S และ V_D ใกล้เคียงกัน ค่า C_{gs} และ C_{gd} จะประกอบด้วยส่วนของ C_{gc} และ C_{ov} โดยส่วนของ C_{gc} จะถูกแบ่งออกเป็นความจุไฟฟ้า 2 ส่วนเท่าๆกันที่ฝั่งขาเดรน และขาซอร์ส เนื่องจากมอสเฟตมีความหนาแน่นของพาหะนำไฟฟ้าเท่ากันตลอดความยาวช่องนำกระแส ดังนั้น C_{gs} และ C_{gd} จะมีค่าเท่ากัน โดยมีค่าเท่ากับ $C_{gs} = C_{gd} = 0.5C_{gc} + C_{ov} = 0.5WLC_{ox} + WL_d C_{ox}$ และ $C_{gb} = 2C_{gb,ov}$

3) เมื่อมอสเฟตทำงานในย่านอิมิตัว $C_{gb} = 2C_{gb,ov}$ และ ช่องนำกระแสมีการขาดตอนก่อนที่จะถึงฝั่ง เดรน ทำให้ V_D ไม่มีผลกระทบต่อประจุที่อยู่ช่องนำกระแส ดังนั้นส่วนของ C_{gd} ที่เกิดจาก C_{gc} จะเป็น ศูนย์ เราจะได้ว่า $C_{gd} = C_{ov} = WL_d C_{ox}$ เราสามารถหาส่วนของ C_{gs} ที่เกิดจาก C_{gc} ด้วยการหาประจุ ทั้งหมดโดยอินทิเกรต (1.3) เราจะได้

$$Q_T = WC_{ox} \int_0^L (V_{GS} - V_{ch}(x) - V_{TH}) dx \quad (1.50)$$

และหากเราแทนค่า dx ที่ได้จาก (1.7) เราจะได้ว่า

$$Q_T = \frac{\mu_n W^2 C_{ox}^2}{I_D} \int_0^{V_{GS} - V_{TH}} (V_{GS} - V_{ch} - V_{TH})^2 dV_{ch} \quad (1.51)$$

$$\therefore Q_T = \frac{2}{3} WLC_{ox} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (1.52)$$

ดังนั้นเราจะได้ค่า C_{gs} ที่เกิดจาก C_{gc} เท่ากับ

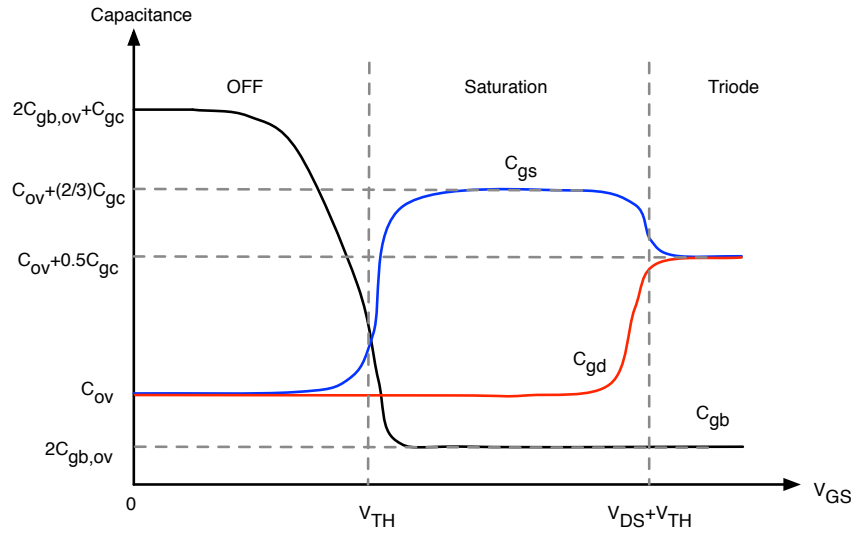
$$C_{gs,c} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} = \frac{2}{3} WLC_{ox} \quad (1.53)$$

ดังนั้นค่า C_{gs} ทั้งหมดมีค่าเท่ากับ

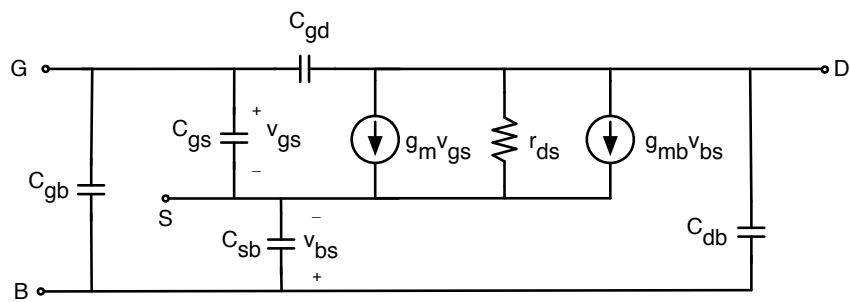
$$C_{gs} = C_{gs,c} + C_{ov} = \frac{2}{3} WLC_{ox} + WL_d C_{ox} \quad (1.54)$$

รูปที่ 1.26 แสดงค่าตัวเก็บประจุ C_{gs} C_{gd} และ C_{gb} ในย่านการทำงานต่างๆ ของมอสเฟต และรูปที่ 1.27 แสดงแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่รวมตัวเก็บประจุภายในของมอสเฟต

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 26



รูปที่ 1.26: ค่าตัวเก็บประจุ C_{gs} , C_{gd} และ C_{gb} ในย่านการทำงานต่างๆ ของมอสเฟต



รูปที่ 1.27: แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กที่รวมตัวเก็บประจุภายในของมอสเฟต

1.7 ความถี่เปลี่ยนผ่านของมอสเฟต (Transition frequency f_T)

เราสามารถบอกถึงความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูงของมอสเฟตได้โดยใช้ค่า “ความถี่เปลี่ยนผ่าน (transition frequency f_T)” ซึ่งคือ ความถี่ที่อัตราขยายกระแสลัดวงจร (α_{sc}) ระหว่างกระแสเดรน (i_d) และกระแสเกต (i_g) มีค่าเท่ากับหนึ่ง โดยที่กระแสไฟตรง มอสเฟตจะมีกระแสไหลเข้าเกตเท่ากับศูนย์ และมีอัตราขยายกระแสเป็นอนันต์ เมื่อความถี่สูงขึ้น ตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นทำให้อิมพีแดนซ์ที่เกิดมีค่าลดลง และมีกระแสไหลเข้าเกตของมอสเฟต ($i_g > 0$) ทำให้อัตราขยายกระแสมีค่าลดลง เราสามารถวิเคราะห์หาความถี่ที่ $\alpha_{sc} = 1$ ได้โดยพิจารณาวงจรกระแสลัดและวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กอย่างง่ายในรูปที่ 1.28 โดยให้ $v_{sb} = v_{ds} = 0$ และละเลยค่า g_{mb} , r_{ds} , C_{sb} และ C_{db} เราจะได้กระแสอินพุตที่ขาเกตเท่ากับ

$$i_g = j\omega (C_{gs} + C_{gb} + C_{gd}) v_{gs} \quad (1.55)$$

ถ้าสมมติให้กระแสที่ไหลผ่าน C_{gd} มีค่าน้อย เราจะได้ $i_o \simeq g_m v_{gs}$ ดังนั้น

$$\frac{i_d}{i_g} \simeq \frac{g_m}{j\omega (C_{gs} + C_{gb} + C_{gd})} \quad (1.56)$$

ซึ่งมีขนาดเท่ากับหนึ่งเมื่อ

$$\omega = \omega_T = \frac{g_m}{(C_{gs} + C_{gb} + C_{gd})} \quad (1.57)$$

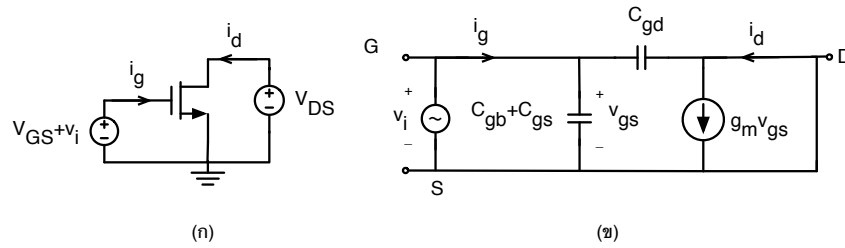
หรือความถี่เปลี่ยนผ่านมีค่าเท่ากับ

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{(C_{gs} + C_{gb} + C_{gd})} \quad (1.58)$$

หากสมมติให้ $C_{gs} \gg (C_{gb} + C_{gd})$ และ $C_{gs} \simeq (2/3) WLC_{ox}$ และใช้ (1.33) แทนค่า g_m เราจะได้

$$f_T = 1.5 \frac{\mu_n}{2\pi L^2} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (1.59)$$

ดังนั้นมอสเฟตที่ทำงานในย่านอิมิตัวจะมี f_T แปรผกผันกับ L^2 และแปรผันตรงตามค่า $(V_{GS} - V_{TH})$ หากเราต้องการใช้งานมอสเฟตที่ความถี่สูง เราควรเลือกใช้ L ขนาดเล็ก และให้มีค่า $(V_{GS} - V_{TH})$ มาก f_T ของมอสเฟตในเทคโนโลยีปัจจุบันที่มี L น้อยกว่า $1 \mu m$ มากๆ (deep submicron CMOS technology) สามารถมีค่าได้ 10 – 100 GHz ทำให้เราสามารถสร้างวงจรรวมที่ทำงานที่ความถี่สูงมากได้ด้วยเทคโนโลยีมอสเฟต อย่างไรก็ตาม คุณลักษณะกำลังสองของมอสเฟตที่ใช้ในการหา f_T ใน (1.59) จะมีการผิดเพี้ยนและไม่เป็นจริงสำหรับมอสเฟตที่ L น้อยๆ หรือเราเรียกว่าผลของความยาวช่องนำกระแสสั้น (short-channel effects) ซึ่งเราจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 1.28: (ก) วงจรสำหรับการวิเคราะห์ f_T ของมอสเฟต และ (ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก

1.8 ผลของความยาวช่องนำกระแสสั้น (short-channel effects)

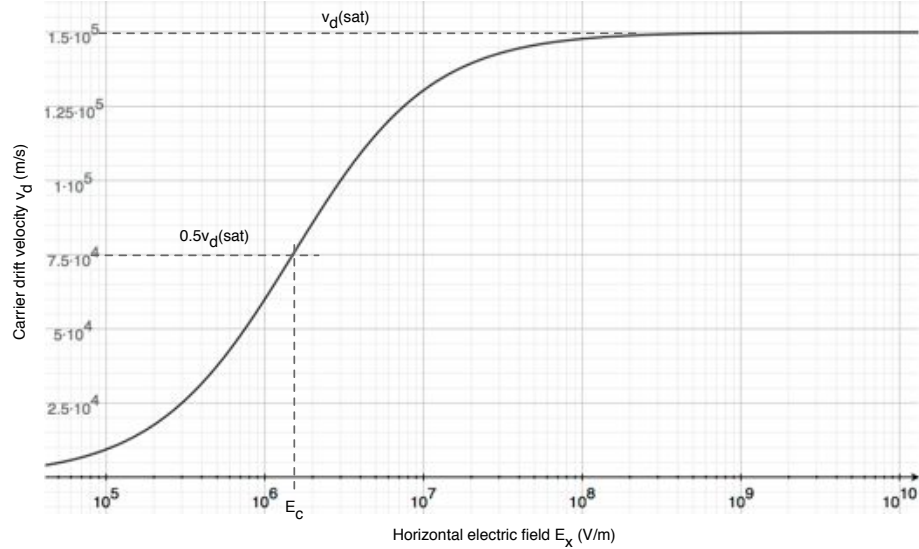
ตลอด 50 ปีที่ผ่านมา เทคโนโลยีมอสเฟตมีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว โดยเน้นการลดขนาดต่างๆ ของมอสเฟตลง เช่น t_{ox} , L และ W เพื่อให้วงจรรวมสามารถมีมอสเฟตจำนวนมาก และสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้น เช่น ไมโครโพรเซสเซอร์ในปัจจุบันมีจำนวนมอสเฟตอยู่ในระดับพันล้านตัว และสามารถทำงานที่ความถี่สัญญาณนาฬิกาได้ระดับหลาย GHz ทำให้มีความสามารถและศักยภาพสูงในการคำนวณและประมวลผลต่างๆ ที่ซับซ้อนได้รวดเร็วมากขึ้น เทคโนโลยีมอสเฟตในปัจจุบันมี L เล็กกว่าหนึ่งไมโครเมตรมาก ซึ่งเราเรียกว่า เทคโนโลยีซึบไมครอน (submicron technology) ทำให้มอสเฟตมีคุณลักษณะที่ผิดเพี้ยนและแตกต่างจากที่เราได้อธิบายมาข้างต้น โดยเฉพาะคุณลักษณะกำลังสองของมอสเฟต เราเรียกลักษณะนี้ว่า ผลของความยาวช่องนำกระแสสั้น (short-channel effects) ซึ่งประกอบด้วย 1) ความเร็วของพาหะในช่องนำกระแสเกิดการอิ่มตัว 2) ค่าความคล่องตัวของพาหะลดลง 3) ความต้านทานเอาท์พุทระหว่างเดรน-ซอร์สลดลง และ 4) ผลของพาหะร้อน (hot-carrier effects)

1.8.1 ความเร็วพาหะอิ่มตัว (carrier velocity saturation)

ผลของความยาวช่องนำกระแสสั้นที่สำคัญที่สุดคือ พาหะในช่องนำกระแสมีความเร็วสูงมากขึ้นจนเกิดอิ่มตัว เนื่องจากสนามไฟฟ้าแนวขนาน (ตามแนวของ L) มีค่ามากขึ้น โดยสนามไฟฟ้าแนวขนานมีค่าประมาณ $E_x = V_{DS}/L$ ซึ่งจะมีค่าน้อยเมื่อ V_{DS} มีค่าน้อย หรือ L มีค่ามาก และความเร็วของพาหะจะมีค่าแปรผันตรงกับ E_x แต่เมื่อ E_x มีค่ามากขึ้น ความชันของการเพิ่มความเร็วพาหะจะค่อยๆ มีค่าลดลง และความเร็วพาหะจะมีค่าเข้าใกล้ค่าความเร็วเชิงอุณหภูมิจึง (thermal velocity) โดยความเร็วพาหะ (v_d) มีคุณลักษณะโดยประมาณเท่ากับ

$$v_d = \frac{\mu_n E_x}{1 + E_x/E_C} \quad (1.60)$$

โดยที่ E_C คือ สนามไฟฟ้าวิกฤต (critical electric field) มีค่าคงที่ประมาณ 1.5×10^6 V/m สำหรับฐานรองซิลิคอนชนิด p เมื่อ $E_x \ll E_C$ จะได้ $v_d \approx \mu_n E_x$ คือค่าความเร็วที่สนามไฟฟ้าต่ำ เมื่อ $E_x \gg E_C$ จะได้



รูปที่ 1.29: คุณลักษณะความเร็วพาหะกับสนามไฟฟ้าแนวนอน

$v_d \approx \mu_n E_C = v_d(\text{sat})$ ซึ่งมีค่าสูงสุดและมีค่าคงที่ และเมื่อ $E_x = E_C$ จะได้ $v_d = 0.5v_d(\text{sat}) = 0.5\mu_n E_C$ ซึ่งมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความเร็วสูงสุด รูปที่ 1.29 แสดงกราฟของ v_d เมื่อให้ $\mu_n = 0.1 \text{ m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$

หากเราแทน (1.60) ลงใน (1.5) และทำการอินทิเกรตทั้งสองข้าง เราจะได้

$$I_D \left(1 + \frac{1}{E_C} \frac{dV_{ch}}{dx} \right) = W Q_c(x) \mu_n \frac{dV_{ch}}{dx} \quad (1.61)$$

$$\int_0^L I_D \left(1 + \frac{1}{E_C} \frac{dV_{ch}}{dx} \right) dx = \int_0^{V_{DS}} W Q_c(x) \mu_n dV_{ch} \quad (1.62)$$

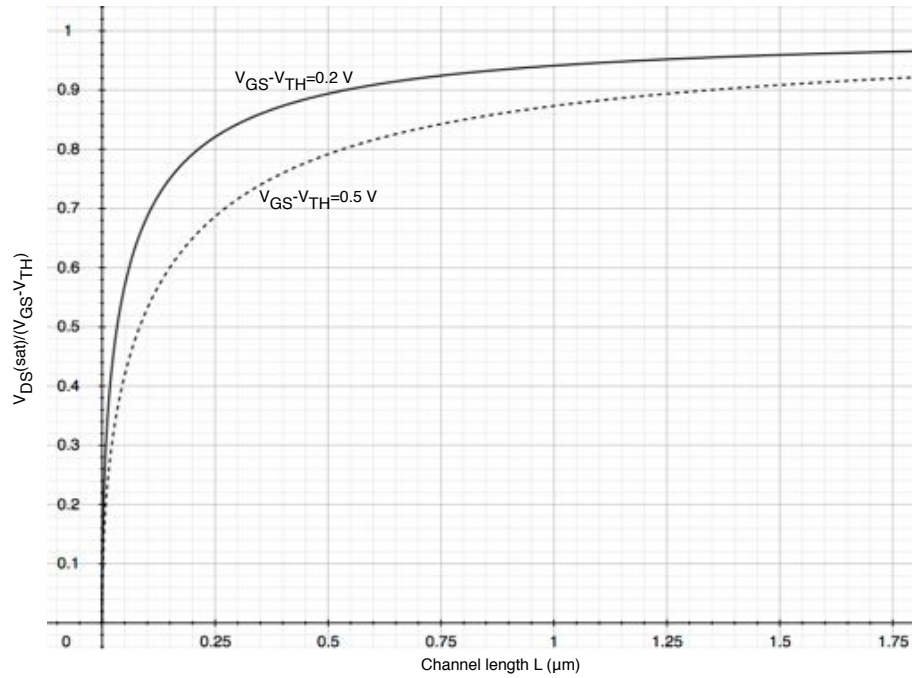
$$I_D = \left(\frac{1}{1 + \frac{V_{DS}}{E_C L}} \right) \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (1.63)$$

ซึ่งอธิบายถึงคุณลักษณะของ I_D ของมอสเฟตในย่านไตรโอดที่รวมผลของความเร็วพาหะอิ่มตัว และหาก $V_{DS} \ll E_C L$ เราสามารถจะละเลยผลของความเร็วพาหะอิ่มตัวได้ และ I_D จะมีค่าดังใน (1.9)

ผลของความเร็วพาหะอิ่มตัวจะทำให้สำหรับมอสเฟตเข้าสู่ย่านอิ่มตัวเร็วขึ้น หรือ $V_{DS}(\text{sat})$ มีค่าลดลง โดยหากเราละเลยผลของการเปลี่ยนแปลงความยาวช่องนำกระแส ค่า $V_{DS}(\text{sat})$ คือ V_{DS} ที่ทำให้ $\partial I_D / \partial V_{DS} = 0$ ซึ่งเราสามารถคำนวณได้จากการหาอนุพันธ์ของ (1.63) และให้ค่า $\partial I_D / \partial V_{DS} = 0$ เราจะได้

$$\frac{V_{DS}^2}{E_C L} + 2V_{DS} - 2(V_{GS} - V_{TH}) = 0 \quad (1.64)$$

หากเราแก้สมการหาคำตอบได้เท่ากับ



รูปที่ 1.30: แรงดัน $V_{DS}(sat)$ กับความยาวช่องนำกระแส L

$$V_{DS} = -E_C L \pm E_C L \sqrt{1 + \frac{2(V_{GS} - V_{TH})}{E_C L}} \quad (1.65)$$

เนื่องจาก $V_{DS} > 0$ ดังนั้น

$$V_{DS}(sat) = E_C L \left(\sqrt{1 + \frac{2(V_{GS} - V_{TH})}{E_C L}} - 1 \right) \quad (1.66)$$

รูปที่ 1.30 แสดงกราฟของ $V_{DS}(sat)/(V_{GS}-V_{TH})$ กับ L เมื่อ $E_C = 1.5 \times 10^6 \text{V/m}$ และ $(V_{GS} - V_{TH}) = 0.2 \text{V}$ และ 0.5V ซึ่งจะเห็นได้ว่า $V_{DS}(sat)$ มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อ $L < 0.25 \mu\text{m}$ หรือ $E_C L < 0.375$ และมีค่าเข้าใกล้ $(V_{GS} - V_{TH})$ เมื่อ L มีค่ามาก กราฟ $I_D - V_{DS}$ ของ NMOS ที่มี L น้อย ($0.2 \mu\text{m}$) และมีผลของความเร็วพาหะอิมิตัว ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 1.18 ซึ่งเราจะเห็นได้ว่า เมื่อ $L = 0.2 \mu\text{m}$ NMOS จะเข้าสู่ย่านอิมิตัวเร็วขึ้นและมีค่า $V_{DS}(sat)$ น้อยลง เมื่อเทียบกับกรณีนี้ที่ $L = 2 \mu\text{m}$ หรือ $20 \mu\text{m}$

หากสมมติให้ $x = (V_{GS}-V_T)/E_C L$ และให้ $x \ll 1/2$ เราสามารถจะใช้นุกรมเทย์เลอร์ประมาณได้ว่า

$$\sqrt{1+2x} \simeq 1 + x - \frac{x^2}{2} \quad (1.67)$$

ดังนั้นเราสามารถประมาณ (1.66) ได้เท่ากับ

$$V_{DS}(sat) \simeq (V_{GS} - V_{TH}) \left(1 - \frac{V_{GS} - V_{TH}}{2E_C L}\right) \quad (1.68)$$

ดังนั้นเราสามารถหา I_D ของมอสเฟตในย่านอิ่มตัวได้เท่ากับ

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{DS}(sat))^2 \quad (1.69)$$

$$= \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 - \frac{V_{GS} - V_{TH}}{2E_C L}\right)^2 \quad (1.70)$$

และเมื่อ $x \ll 1$ ทำให้ $(1 - x/2)^2 \simeq (1 - x)$ เราจะประมาณได้ว่า

$$I_D \simeq \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \left(1 - \frac{V_{GS} - V_{TH}}{E_C L}\right) \quad (1.71)$$

และเมื่อ $x \ll 1$ ทำให้ $(1 - x) \simeq (1 + x)^{-1}$ เราจะประมาณได้ว่า

$$I_D \simeq \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \left(\frac{1}{1 + \frac{V_{GS} - V_{TH}}{E_C L}}\right) \quad (1.72)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลของความเร็วพาหะอิ่มตัวทำให้คุณลักษณะของ I_D เปลี่ยนไปจากฟังก์ชันกำลังสองโดยเมื่อ $(V_{GS} - V_{TH})/E_C L$ มีค่ามากขึ้นจะทำให้ความสัมพันธ์ของ I_D กับ V_{GS} มีลักษณะเป็นเชิงเส้นมากขึ้นและเราสามารถหา I_D ของมอสเฟตในย่านอิ่มตัวที่มีความเร็วพาหะอิ่มตัว ได้โดยแทน (1.66) ลงใน (1.63) และให้ $E_C L$ มีค่าน้อยมาก จนกระทั่งเราสามารถละเลยพจน์ V_{DS}^2 และ $V_{DS}/E_C L \gg 1$ เราจะได้ว่า

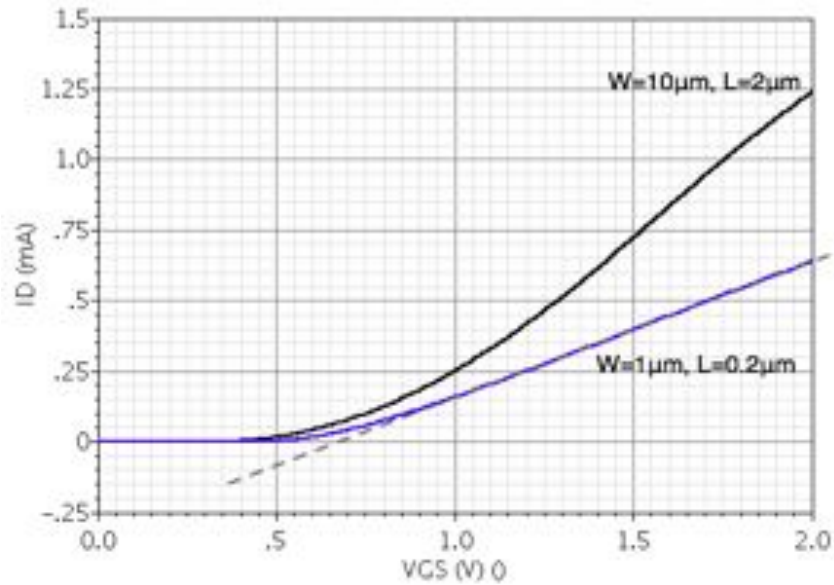
$$I_D = \mu_n C_{ox} W (V_{GS} - V_{TH}) E_C \quad (1.73)$$

และเนื่องจากค่าความเร็วพาหะอิ่มตัว $v_d(sat) = \mu_n E_C$ ดังนั้น

$$I_D = W C_{ox} (V_{GS} - V_{TH}) v_d(sat) \quad (1.74)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเมื่อมอสเฟตมีความเร็วพาหะอิ่มตัว I_D มีคุณลักษณะเป็นเชิงเส้นกับ $(V_{GS} - V_{TH})$ ไม่ได้เป็นฟังก์ชันกำลังสองอีกต่อไป และมีค่าขึ้นอยู่กับ W และเป็นอิสระกับ L รูปที่ 1.31 แสดงกราฟ $I_D - V_{GS}$ ของ NMOS 2 ตัว ที่มี $W/L = 5$ และมี $L = 0.2 \mu\text{m}$ และ $2 \mu\text{m}$ ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่า NMOS ที่มี $L = 2 \mu\text{m}$ มีคุณลักษณะของ $I_D - V_{GS}$ เป็นฟังก์ชันกำลังสอง แต่ NMOS ที่มี $L = 0.2 \mu\text{m}$ มีคุณลักษณะของ $I_D - V_{GS}$ เป็นเชิงเส้น อันเป็นผลจากความเร็วพาหะอิ่มตัว

ผลของความเร็วพาหะอิ่มตัวสามารถถูกจำลองอย่างง่ายได้โดยใส่ความต้านทานอนุกรม (R_S) ที่ซอร์ส



รูปที่ 1.31: กราฟ $I_D - V_{GS}$ ของมอสเฟตภายใต้สภาวะความเร็วอิ่มตัว

ของมอสเฟตที่มีคุณลักษณะของ I_D ตามฟังก์ชันยกกำลังสอง ดังในรูปที่ 1.32 ซึ่งเราสามารถเขียน I_D ได้เท่ากับ

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - I_D R_S - V_{TH})^2 \quad (1.75)$$

ซึ่งถ้าเรากระจายพจน์ต่างๆ และละทิ้งพจน์ $(I_D R_S)^2$ เราจะได้

$$I_D \approx \frac{1}{2} \frac{\mu_n C_{ox}}{(1 + \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} R_S (V_{GS} - V_{TH}))} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (1.76)$$

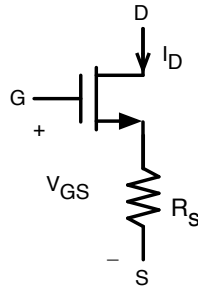
เมื่อเปรียบเทียบกับ (1.72) เราจะได้ว่า

$$R_S = \frac{1}{\mu_n C_{ox} W E_C} \quad (1.77)$$

ผลของความเร็วพาหะอิ่มตัวจะทำให้ค่า g_m และ f_T เปลี่ยนแปลงไป โดยเราสามารถหาค่า g_m ได้จากการหาอนุพันธ์ $\partial I_D / \partial V_{GS}$ จาก (1.74) ซึ่งจะได้

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = W C_{ox} v_d (sat) \quad (1.78)$$

ซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับ W และเป็นอิสระจาก $(V_{GS} - V_{TH})$ และ L ของมอสเฟต ดังนั้นค่าอัตราส่วนทรานส์คอน



รูปที่ 1.32: แบบจำลองผลของความเร็วพาหะอิมิตัวด้วยการใช้ความต้านทานอนุกรมที่ซอร์ส

ดักแทนซ์ต่อกระแสเดรน (g_m/I_D) มีค่าเท่ากับ

$$\frac{g_m}{I_D} = \frac{1}{(V_{GS} - V_{TH})} \quad (1.79)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าผลของความเร็วมิตัวจะลดค่า g_m/I_D ลงครึ่งหนึ่ง และเมื่อ g_m มีค่าเปลี่ยนแปลงไปส่งผลให้ f_T มีค่าเปลี่ยนไป โดยจาก (1.58) และสมมติให้ $C_{gs} \gg (C_{gb} + C_{gd})$ และ $C_{gs} \simeq (2/3)WLC_{ox}$ เราจะได้

$$f_T \simeq \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs}} = \frac{WC_{ox}v_d(sat)}{(2/3)WLC_{ox}} = \frac{3}{2} \frac{v_d(sat)}{L} \quad (1.80)$$

ซึ่งมีค่าเป็นอิสระกับ $(V_{GS} - V_{TH})$ และแปรผกผันกับ L

1.8.2 ความคล่องตัวของพาหะลดลง (carrier mobility degradation)

เมื่อมอสเฟตมีความหนาของชั้นออกไซด์ลดลง (t_{ox}) สนามไฟฟ้าแนวตั้งฉากกับช่องนำกระแสจะมีค่ามากขึ้น ทำให้พาหะเคลื่อนที่อยู่ใกล้พื้นผิวของรอยต่อระหว่างชั้นออกไซด์กับช่องนำกระแสมากขึ้น และความไม่สมบูรณ์ของรอยต่อขัดขวางการเคลื่อนที่ของพาหะ ส่งผลให้ความคล่องตัวของพาหะมีค่าลดลง สนามไฟฟ้าแนวตั้งจะมีค่าแปรผันกับความต่างศักย์ระหว่างเกตกับช่องนำกระแส หรือ $V_G - V_{ch}$ เนื่องจาก V_{ch} มีค่าไม่เท่ากันตลอดระยะทางของช่องนำกระแส ดังนั้นเราสามารถหา I_D ได้โดยการรวมเอาผลของสนามไฟฟ้าแนวตั้งในการอินทิเกรตใน (1.62) [3] ซึ่งค่อนข้างซับซ้อน เพื่อให้ง่ายขึ้นในทางปฏิบัติ เราสามารถแสดงผลของความคล่องตัวของพาหะลดลงได้โดยใช้ค่าความคล่องตัวของพาหะประสิทธิผล (effective carrier mobility, μ_{eff}) [3] ดังนี้

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta (V_{GS} - V_{TH})} \quad (1.81)$$

โดยที่ μ_0 คือค่าความคล่องตัวของพาหะที่สนามไฟฟ้าต่ำ ซึ่งโดยปกติ NMOS จะมี $\mu_0 \approx 400 - 700 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ และ PMOS จะมี $\mu_0 \approx 100 - 300 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ และ θ คือ ค่าคงที่ที่ได้จากการทดลองซึ่งมีค่าแปรผกผันกับ t_{ox} โดยปกติที่ $t_{ox} = 10 \text{ nm}$ θ มีค่าประมาณ $0.1 - 0.4 \text{ V}^{-1}$ ดังนั้นเราจะได้ I_D ในย่านไตรโอด และย่านอิ่มตัวดังนี้

$$I_D = \frac{\mu_0}{1 + \theta (V_{GS} - V_{TH})} C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (1.82)$$

ในย่านอิ่มตัว

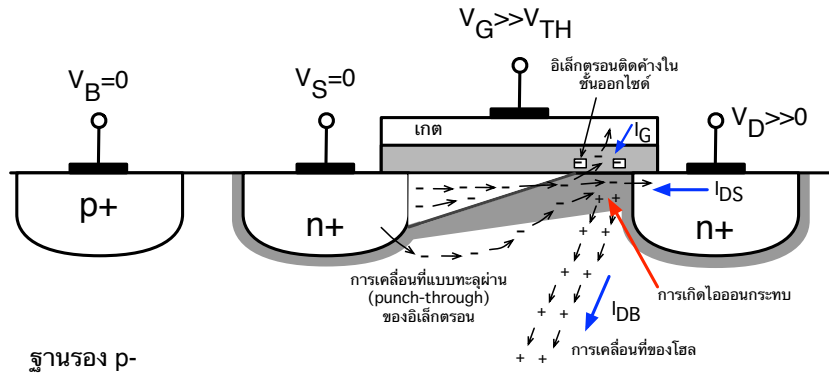
$$I_D = \frac{1}{2} \frac{\mu_0}{1 + \theta (V_{GS} - V_{TH})} C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (1.83)$$

1.8.3 ผลของพาหะร้อน (Hot-carrier effects)

เมื่อความยาวช่องนำกระแส (L) ของมอสเฟตมีค่าน้อยลง ทำให้สนามไฟฟ้าในแนวนอนมากขึ้น และพาหะเคลื่อนที่จากซอร์สไปเดรนด้วยความเร็วสูง และได้รับพลังงานจลน์มากเพียงพอจะทำให้เกิด การเกิดไอออนกระทบ (impact ionization) ซึ่งพาหะที่มีพลังงานสูงเหล่านี้จะไม่อยู่ในสภาวะสมดุลเชิงความร้อน (thermal equilibrium) อีกต่อไป และมีพลังงานมากกว่าพลังงานเชิงความร้อน (thermal energy, kT) เรียกว่า พาหะร้อน (hot carriers) ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของมอสเฟต โดยสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

รูปที่ 1.33 แสดงภาพตัดขวางของ NMOS ภายใต้สภาวะพาหะร้อน และมีการเกิดไอออนกระทบ พาหะร้อนจะทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอน-โฮล ซึ่งอิเล็กตรอนที่ได้จะทำให้กระแสเดรนเพิ่มขึ้นเล็กน้อย แต่โฮลที่ได้จะขยับเลื่อนลงไปฐานรองด้านล่างทำให้เกิดกระแสไหลจากเดรนไปยังฐานรอง (substrate current) โดยกระแสนี้มีค่าน้อยสำหรับมอสเฟตหนึ่งตัว แต่หากมีมอสเฟตจำนวนมากหลายล้านตัวดังเช่น ในวงจรรวมดิจิทัล ผลรวมของกระแสฐานรองนี้จะมีค่ามากขึ้น ทำให้แรงดันตกคร่อมระหว่างฐานรองกับกราวด์ และอาจทำให้วงจรถูกทำงานผิดพลาดได้ สำหรับในวงจรรวมอะนาล็อก กระแสนี้จะส่งผลทำให้ความต้านทานเอาต์พุตที่ขาเดรนของมอสเฟตมีค่าลดลง

พาหะร้อนบางจำนวนสามารถมีพลังงานสูงกว่าพลังงานที่ทำให้เกิดไอออนกระทบ และสามารถเคลื่อนที่ข้ามหรือทะลุรอยต่อระหว่างซิลิคอนกับชั้นออกไซด์ ($\text{Si} - \text{SiO}_2$) เข้าไปในชั้นออกไซด์ได้ ทำให้เกิดกระแสเกตไฟตรง (DC gate current) ซึ่งพาหะร้อนส่วนนี้มีจำนวนน้อยกว่าพาหะร้อนที่ทำให้เกิดไอออนกระทบมาก ทำให้กระแสเกตมีค่าน้อยกว่ากระแสฐานรองอยู่มาก ผลกระทบที่สำคัญมากกว่าคือการที่มีพาหะติดค้างอยู่ในชั้นออกไซด์ ทำให้ความหนาแน่นของประจุในชั้นออกไซด์เปลี่ยนไป ซึ่งจะส่งผลให้แรงดันขีดเริ่มของมอสเฟตมีค่าเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นจะส่งผลกระทบต่อความเชื่อถือได้ของมอสเฟตในระยะยาว และในกรณีที่พาหะมีพลังงานสูงมากจนกระทั่งสามารถเคลื่อนที่ทะลุผ่าน (punch-through) จากซอร์สไปเดรน

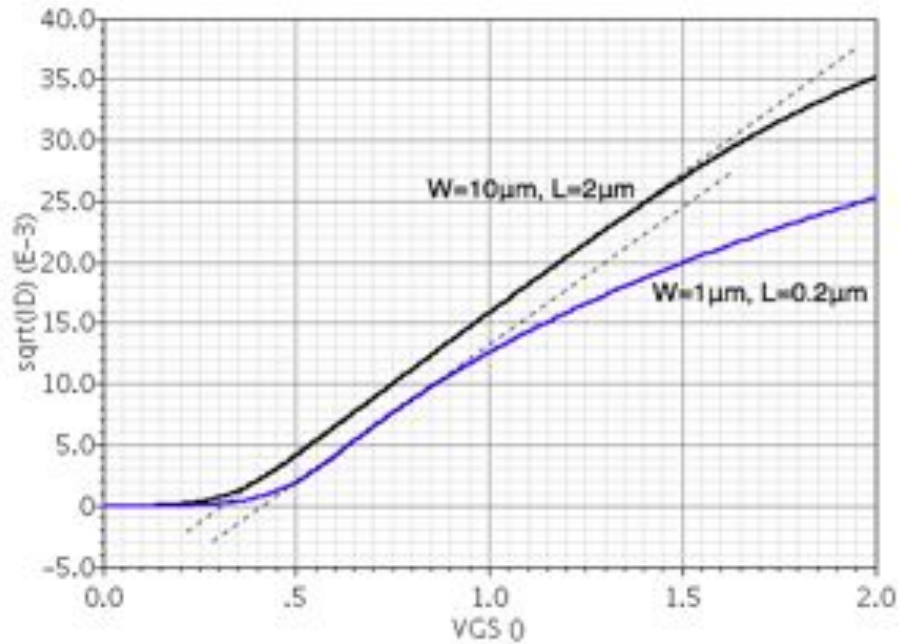


รูปที่ 1.33: ภาพตัดขวางของ NMOS ภายใต้สภาวะพาหะร้อน

ได้ ทำให้เสมือนกับว่ามอสเฟตมี L เป็นศูนย์ ทำให้มีกระแสเดรนมีค่ามากจนกระทั่งอาจทำให้มอสเฟตพังทลายได้ (breakdown) ผลกระทบของพาหะร้อนใน NMOS จะมากกว่า PMOS เนื่องจากอิเล็กตรอนมีความคล่องตัวและความเร็วสูงกว่าโฮลประมาณ 2 – 3 เท่าตัว [3]

1.9 มอสเฟตในย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (MOSFET in subthreshold region)

ในหัวข้อ 1.3.3 เราได้อธิบายว่าเมื่อ $V_{GS} \geq V_{TH}$ มอสเฟตจะมีชั้นผิกลับเป็นช่องทางนำกระแสระหว่างชาซอร์สกับชาเดรน และมอสเฟตจะหยุดนำกระแสหรือมี $I_D = 0$ ทันทันที่ $V_{GS} < V_{TH}$ ซึ่งในทางปฏิบัติ กระแสเดรนของมอสเฟตจะค่อยๆ ลดลงเมื่อ $V_{GS} < V_{TH}$ โดยเราเรียกย่านการทำงานของมอสเฟตที่มี $V_{GS} \geq V_{TH}$ ว่า ย่านผิกลับแข็งแรง (Strong inversion) ซึ่งมีชั้นผิกลับที่ชัดเจนและค่า V_{GS} มีผลต่อจำนวนของพาหะนำไฟฟ้าอิสระในช่องทางนำกระแส และกระแสเดรนที่ได้เกิดจากกระบวนการขับเคลื่อน (drift) ของพาหะนำไฟฟ้า ส่วนย่านการทำงานของมอสเฟตที่มี $V_{GS} < V_{TH}$ เราเรียกว่า ย่านผิกลับอ่อน (weak inversion) หรือย่านต่ำกว่าแรงดันขีดเริ่ม (sub-threshold) ซึ่งในย่านการทำงานนี้พาหะนำไฟฟ้าในช่องทางมีจำนวนน้อยกว่าพาหะนำไฟฟ้าในชั้นปลอดพาหะมาก ทำให้กระแสที่เกิดจากกระบวนการขับเคลื่อนของพาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) มีค่าน้อยกว่ากระแสที่เกิดจากการแพร่ (diffusion) ของพาหะส่วนน้อย (minority carrier) อยู่มาก ดังนั้นกระแสเดรนของมอสเฟตที่อยู่ในย่านผิกลับอ่อนคือกระแสที่เกิดจากการแพร่ของพาหะส่วนน้อย (diffusion current) เพราะความแตกต่างกันของความเข้มข้นของพาหะส่วนน้อยในสารกึ่งตัวนำ ซึ่งคล้ายกันกับการนำกระแสในทรานซิสเตอร์รอยต่อไบโพลาร์ เราสามารถเขียน I_D ของมอสเฟตในย่านผิกลับอ่อนได้เท่ากับ [3]



รูปที่ 1.34: กราฟของ $\sqrt{I_D}$ กับ V_{GS} ของ NMOS

$$I_D = I_{DT} \left(\frac{W}{L} \right) \exp \left(\frac{V_{GS} - V_{TH}}{nV_T} \right) \left[1 - \exp \left(-\frac{V_{DS}}{V_T} \right) \right] \quad (1.84)$$

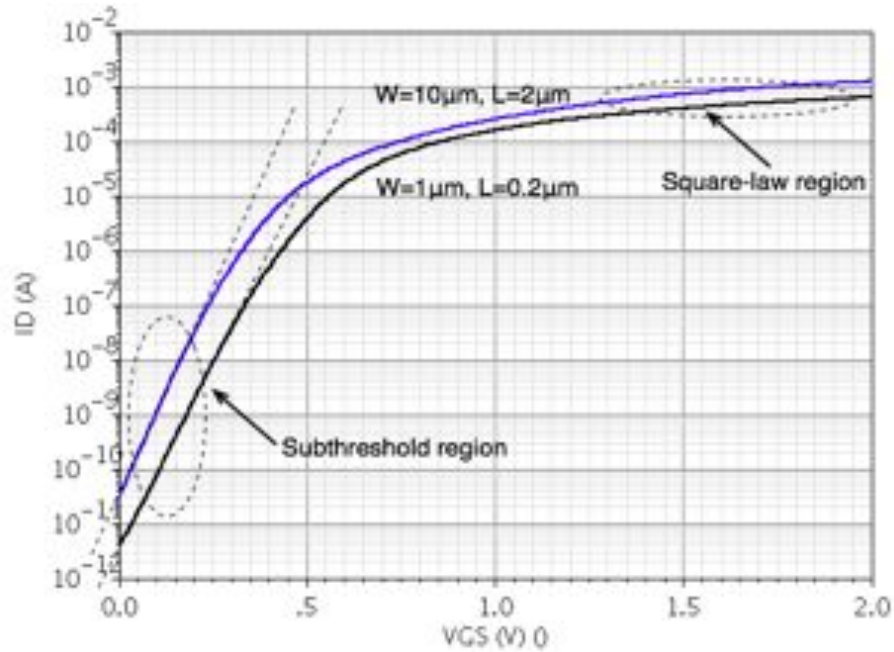
โดยที่ $I_{DT} = 2n\mu_n C_{ox} V_T^2$ และ n คือ สัมประสิทธิ์ความชัน (slope factor) มีค่าเท่ากับ [3]

$$n = \left(\frac{\partial \phi_s}{\partial V_{GB}} \right)^{-1} = 1 + \frac{C_j}{C_{ox}} \quad (1.85)$$

โดยที่ ϕ_s คือศักย์ไฟฟ้าที่พื้นผิว (surface potential) ของฐานรองที่เชื่อมต่อกับขั้วออกไซด์ และ C_j คือตัวเก็บประจุของชั้นปลอดพาหะ และโดยทั่วไป n มีค่าประมาณ 1 – 2 [3]

รูปที่ 1.34 แสดงกราฟของ $\sqrt{I_D}$ กับ V_{GS} ของ NMOS ในระนาบเชิงเส้น และรูปที่ 1.35 แสดงกราฟ $I_D - V_{GS}$ ในระนาบกึ่งล็อกการิทึม กราฟในรูปที่ 1.34 มีลักษณะเป็นเส้นตรงแสดงว่ามอสเฟตมีคุณลักษณะของ I_D เป็นฟังก์ชันยกกำลังสองของ V_{GS} และเราสามารถใช้อกราฟในการประมาณค่า V_{TH} ได้จากการลากเส้นตรงต่อมาตัดกับแกน x ดังในรูปที่ 1.34 โดยในช่วงที่ $V_{GS} \sim V_{TH}$ กราฟของ I_D มีการเบี่ยงเบนออกจากฟังก์ชันกำลังสองเนื่องจากมอสเฟตเริ่มออกจากย่านผันกลับแข็งแรงเข้าสู่ย่านผันกลับอ่อน ซึ่งเราสามารถเห็นคุณลักษณะของ I_D ในย่านผันกลับอ่อนได้ชัดเจนเมื่อพล็อตกราฟในระนาบกึ่งล็อกการิทึมดังในรูปที่ 1.35 ซึ่งได้กราฟเป็นเส้นตรงแสดงว่า I_D เป็นฟังก์ชันล็อกการิทึมของ V_{GS} โดยมีค่าความชันคงที่ และ I_D มีค่าอยู่ในช่วง $10^{-11} - 10^{-7} A$

ในย่านผันกลับอ่อนนั้น เราสามารถหาค่า g_m ของมอสเฟตได้จากการหาอนุพันธ์ $\partial I_D / \partial V_{GS}$ จาก (1.84)



รูปที่ 1.35: กราฟ $I_D - V_{GS}$ ในระนาบกึ่งล็อกการิทึม

ซึ่งจะได้

$$g_m = \frac{I_D}{nV_T} \quad (1.86)$$

ซึ่งมีค่าขึ้นกับกระแสตรงไฟตรงและแรงดันเชิงความร้อน และเราจะได้ค่า g_m/I_D ของมอสเฟตในย่านผันกลับอ่อนเท่ากับ

$$\frac{g_m}{I_D} = \frac{1}{nV_T} \quad (1.87)$$

ซึ่งมีค่าเป็นอิสระจาก $(V_{GS} - V_{TH})$ และขึ้นอยู่กับ n และ V_T เท่านั้น

ในย่านผันกลับอ่อน $C_{gs} \approx C_{gd} \approx 0$ และ $C_{gs} + C_{gd} + C_{gb} \approx C_{gb}$ ซึ่งคือการต่ออนุกรมกันของ C_{ox} และ C_j ดังนั้นจาก (1.58) เราจะหาความถี่ f_T ของมอสเฟตในย่านผันกลับอ่อนได้เท่ากับ

$$f_T \approx \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gb}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\frac{I_D}{V_T} \frac{C_{ox}}{C_{ox} + C_j}}{WL \frac{C_{ox} C_j}{C_{ox} + C_j}} = \frac{1}{2\pi} \frac{I_D}{V_T} \frac{1}{WLC_j} \quad (1.88)$$

การที่มอสเฟตมีกระแสไหลในย่านผันกลับอ่อนนั้น เป็นปัญหาที่สำคัญสำหรับวงจรถิจริตอลที่มีลจิกเกตหรือหน่วยความจำจำนวนมาก เนื่องจากทำให้มีกระแสรั่วไหลในสภาวะที่ วงจรถิจริตอลทำงานอยู่สภาวะ

ปิด (OFF) เกิดการสิ้นเปลืองกำลังงาน ในทางตรงกันข้าม มอสเฟตที่ทำงานในย่านผันกลับอ่อนสามารถนำมาใช้สร้างวงจรแอนะล็อกที่ใช้กำลังงานต่ำได้ดี โดยเฉพาะในการประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ต่ำ

1.10 ผลของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะของมอสเฟต

ในหัวข้อนี้ เราจะกล่าวถึงผลของอุณหภูมิต่อคุณลักษณะมอสเฟต ซึ่งเราสามารถแสดงคุณลักษณะการผันแปรของตัวแปรใดๆ (x) กับอุณหภูมิ ได้โดยใช้ค่าสัมประสิทธิ์การผันแปรตามอุณหภูมิ (Temperature Fractional Coefficient: TC_F) ดังนี้

$$TC_F(x) = \frac{1}{x} \cdot \frac{\partial x}{\partial T}$$

โดยทั่วไป ค่า TC_F จะถูกคูณด้วย 10^6 และแสดงค่าเป็นหน่วยต่อล้านหน่วย (parts per million: ppm) ต่อ $^{\circ}\text{C}$ หรือ ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ตัวแปรของมอสเฟตที่มีค่าผันแปรกับอุณหภูมิ ได้แก่ ค่าความคล่องตัว (μ_n) และแรงดันขีดเริ่ม (V_{TH}) มีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

1.10.1 การแปรผันกับอุณหภูมิของค่าความคล่องตัว

ค่าความคล่องตัวของอิเล็กตรอน (μ_n) ในมอสเฟต มีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น และมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) \cdot \left(\frac{T_0}{T}\right)^{1.5} \quad (1.89)$$

โดยที่ T_0 คืออุณหภูมิอ้างอิง T และ T_0 มีหน่วยเป็นเคลวิน (K) และเราสามารถคำนวณอนุพันธ์ของ μ_n เทียบกับอุณหภูมิได้เท่ากับ

$$\left. \frac{\partial \mu_n(T)}{\partial T} \right|_{T=T_0} = \mu_n(T_0) \cdot (-1.5) \left(\frac{T_0}{T}\right)^{2.5} \cdot \left(\frac{1}{T_0}\right) \quad (1.90)$$

ดังนั้น $TC_F(\mu_n)$ ที่ $T = T_0$ มีค่าเท่ากับ

$$TC_F(\mu_n) = \frac{1}{\mu_n(T_0)} \cdot \left. \frac{\partial \mu_n(T)}{\partial T} \right|_{T=T_0} = -\frac{1.5}{T} \quad (1.91)$$

และเราสามารถแสดงค่า μ_n ในช่วงอุณหภูมิใกล้ T_0 ได้เท่ากับ

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) (1 + TC_F(\mu_n) \cdot (T - T_0)) \quad (1.92)$$

1.10.2 การแปรผันกับอุณหภูมิของแรงดันขีดเริ่ม

เราสามารถวิเคราะห์การแปรผันกับอุณหภูมิของแรงดันขีดเริ่ม (V_{TH}) ของมอสเฟต ได้โดยพิจารณาความสัมพันธ์ของ V_{TH} ดังต่อไปนี้

$$V_{TH} = \phi_{MS} + 2\phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} \quad (1.93)$$

โดยที่ $Q_{dep} = \sqrt{2qN_{sub}\epsilon_{si}|2\phi_F|} - Q_{ss}$ และ ϕ_{MS} Q_{ss} และ C_{ox} มีค่าเป็นอิสระกับอุณหภูมิ ดังนั้นเราหาค่าอนุพันธ์ของ V_{TH} เทียบกับอุณหภูมิได้เท่ากับ

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial T} = 2 \frac{\partial \phi_F}{\partial T} + \frac{\sqrt{4qN_{sub}\epsilon_{si}}}{2C_{ox}\sqrt{\phi_F}} \frac{\partial \phi_F}{\partial T} \quad (1.94)$$

โดยที่ [5]

$$\frac{\partial \phi_F}{\partial T} = -\frac{1}{T} \left(\frac{E_g}{2q} - \phi_F \right) \quad (1.95)$$

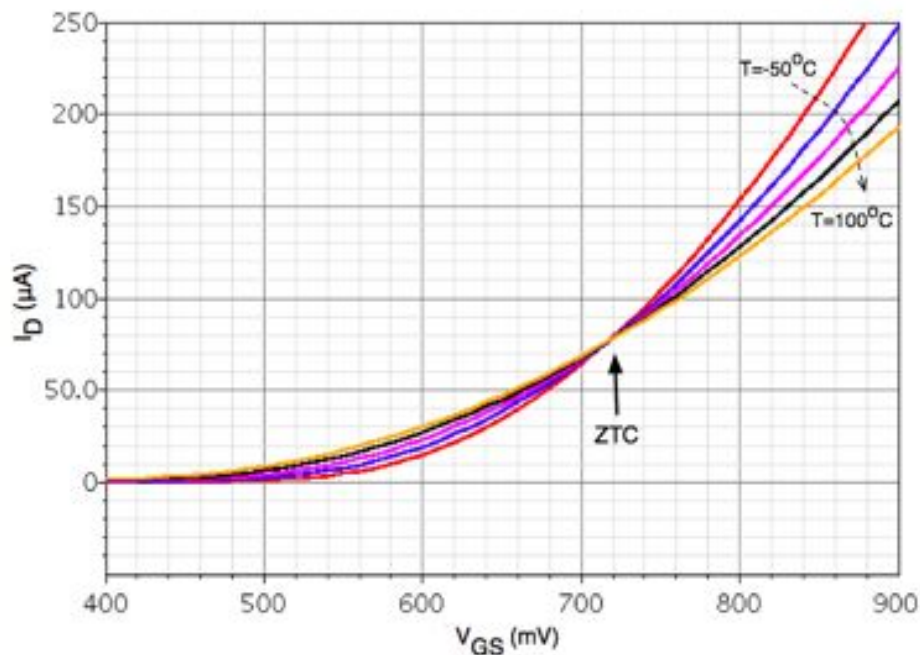
โดยที่ $E_g = 1.12 \text{ eV}$ คือศักย์แบนด์แกปของซิลิคอน ดังนั้น

$$\frac{\partial V_{TH}}{\partial T} = -\frac{1}{T} \left(\frac{E_g}{2q} - \phi_F \right) \left(2 + \frac{\gamma}{\sqrt{2\phi_F}} \right) \quad (1.96)$$

โดยที่ $\gamma = \frac{\sqrt{2qN_{sub}\epsilon_{si}}}{C_{ox}}$ และถ้าสมมติให้ $\phi_F < 0.5(E_g/q)$ ดังนั้น V_{TH} จะมีค่าลดลงเมื่ออุณหภูมิเพิ่มสูงขึ้น โดยมีค่าสัมประสิทธิ์ประมาณ $-0.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ถึง $-4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ [5]

1.10.3 การแปรผันกับอุณหภูมิของกระแสเดรน

จากหัวข้อ 1.10.1 และ 1.10.2 เราเห็นได้ว่าเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น μ_n และ V_{TH} มีค่าลดลง ซึ่งเมื่อ μ_n มีค่าน้อยลง จะทำให้ I_D มีค่าน้อยลง ในขณะที่เมื่อ V_{TH} มีค่าน้อยลง จะทำให้ I_D มีค่าเพิ่มมากขึ้น โดยที่ค่า V_{GS} น้อยๆ การลดลงของ V_{TH} จะมีผลกระทบกับ I_D มากกว่าการลดลงของ μ_n ในขณะที่เมื่อ V_{GS} มีค่ามาก การลดลงของ V_{TH} จะมีผลกระทบกับ I_D น้อยกว่าการลดลงของ μ_n และที่ V_{GS} ค่าหนึ่ง มอสเฟตจะมีผลของการแปรผันของ μ_n และ V_{TH} หักล้างกันพอดี จะทำให้ I_D มีค่าเป็นอิสระกับอุณหภูมิ ซึ่ง ณ จุดการทำงานนี้ มอสเฟตจะมีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ I_D เป็นศูนย์ (Zero Temperature Coefficient: ZTC) รูปที่ 1.36 แสดงตัวอย่างคุณลักษณะ ZTC ของมอสเฟตในกราฟ $I_D - V_{GS}$ โดยมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิตั้งแต่ -50°C ถึง 100°C ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่จุดทำงาน ZTC (ประมาณ 0.72 V) I_D จะมีค่าคงที่ไม่แปรผันกับอุณหภูมิ



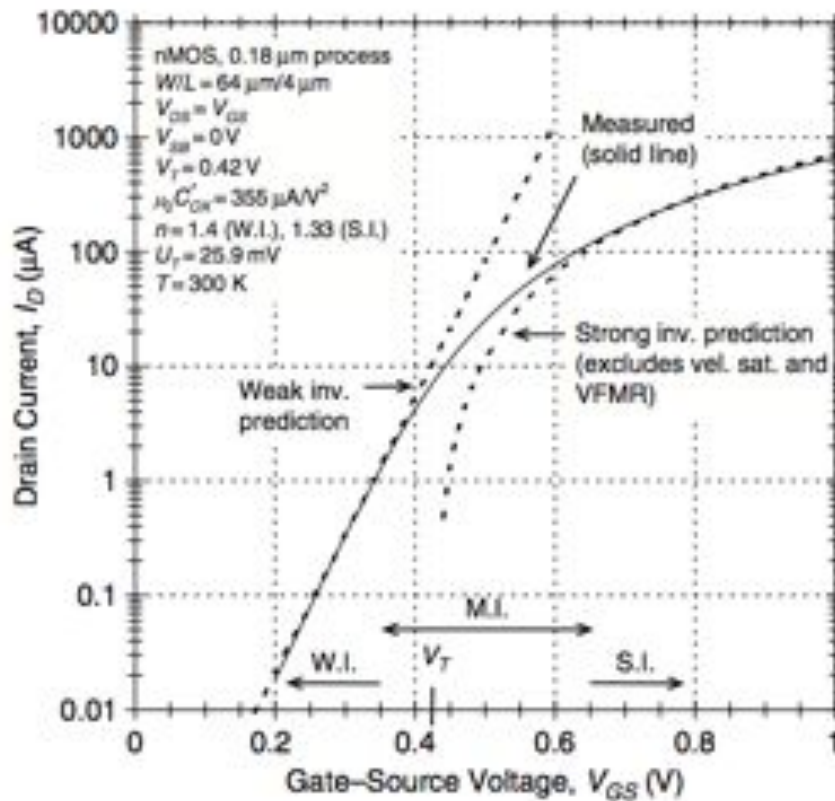
รูปที่ 1.36: คุณลักษณะสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ I_D เป็นศูนย์ (ZTC) ของมอสเฟต

1.11 ย่านผันกลับปานกลาง

จากที่กล่าวมาข้างต้น มอสเฟตมีการทำงานในย่านผันกลับอย่างอ่อนและย่านผันกลับเข้มแข็ง ในย่านผันกลับอย่างอ่อน มอสเฟตมี $V_{GS} < V_{TH}$ และ I_D ส่วนที่เกิดจากกระบวนการแพร่ของพาหะมีค่ามากกว่า ส่วนที่เกิดจากการเคลื่อนลอยของพาหะ และมีค่าแปรผันเป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลกับ V_{GS} ในย่านผันกลับเข้มแข็ง มอสเฟตมี $V_{GS} > V_{TH}$ และ I_D ส่วนที่เกิดจากกระบวนการเคลื่อนลอยของพาหะมีค่ามากกว่า ส่วนที่เกิดจากการแพร่ของพาหะ และมีค่าแปรผันเป็นฟังก์ชันกำลังสองของ V_{GS}

ในช่วงระหว่างย่านผันกลับอ่อนและย่านผันกลับเข้มแข็ง จะมีย่านการเปลี่ยนแปลงที่เรียกว่า ย่านผันกลับปานกลาง (moderate inversion) ซึ่งมอสเฟตมี $V_{GS} \sim V_{TH}$ และ I_D ส่วนที่เกิดจากกระบวนการเคลื่อนลอยและการแพร่ของพาหะของพาหะมีค่ามากพอๆกัน ในปัจจุบัน การทำงานของมอสเฟตในย่านผันกลับปานกลางมีความสำคัญเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ สำหรับการออกแบบวงจรรวมแอนะล็อก โดยเฉพาะในการประยุกต์ใช้งานที่ต้องการใช้กำลังงานและแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ เนื่องจากมอสเฟตจะมีค่าประสิทธิภาพทรานส์คอนดักแตนซ์สูง และมีแรงดัน V_{DS} อิมิตัวน้อย

รูปที่ 1.37 แสดงกราฟคุณลักษณะ I_D ของ NMOS ในเทคโนโลยีซีมอสขนาด 0.18 ไมโครเมตร โดยกราฟเส้นทึบ คือ I_D ที่ได้จากการวัดจริง และกราฟเส้นประ คือ I_D ที่ได้จากแบบจำลองในย่านผันกลับอย่างอ่อนและย่านผันกลับเข้มแข็ง เราจะเห็นได้ว่า เมื่อ $V_{GS} < V_{TH}$ มอสเฟตอยู่ในย่านผันกลับอ่อน กราฟของ I_D จะเป็นไปตามแบบจำลองในย่านผันกลับอ่อน และเมื่อ V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นเข้าใกล้ V_{TH} มอสเฟต



รูปที่ 1.37: คุณลักษณะ I_D ของ NMOS ในทุกย่านการทำงาน

เข้าสู่ย่านผันกลับปานกลาง กราฟของ I_D จะเบี่ยงเบนออกจากและมีค่าน้อยกว่าค่าที่ได้จากแบบจำลองในย่านผันกลับอ่อน และเมื่อ $V_{GS} > V_{TH}$ มอสเฟตอยู่ในย่านผันกลับเข้มแข็ง กราฟของ I_D จะเป็นไปตามแบบจำลองในย่านผันกลับเข้มแข็ง ดังนั้นเนื่องจาก I_D ในย่านผันกลับปานกลางไม่เป็นไปตามแบบจำลองในย่านผันกลับอ่อนและย่านผันกลับเข้มแข็ง เราจึงจำเป็นต้องมีแบบจำลองสำหรับ I_D ในย่านผันกลับปานกลาง หรือแบบจำลองมอสเฟตที่สามารถแสดงคุณลักษณะ I_D ได้ถูกต้องในทุกย่านการทำงานของมอสเฟต

1.11.1 แบบจำลอง EKV ของมอสเฟต

การออกแบบวงจรแอนะล็อกให้มีสมรรถนะการทำงานที่ดีนั้นขึ้นอยู่กับคุณลักษณะและแบบจำลองของมอสเฟตที่ต้องมีความถูกต้องและแม่นยำ แบบจำลองมอสเฟตแบบ EKV (ย่อมาจาก Enz-Krummenacher-Vittoz) ซึ่งเป็นชื่อของผู้คิดค้นทั้งสามคน [6] แบบจำลอง EKV ของมอสเฟต ถูกสร้างขึ้นโดยใช้หลักการที่ผสมผสานจากการประมาณตามแบบจำลอง charge-sheet และความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างความหนาแน่นประจุในชั้นผันกลับกับศักย์ไฟฟ้าพื้นผิว (surface potential) ทำให้ได้แบบจำลองเชิงวิเคราะห์ (analytical model) ที่แสดงความสัมพันธ์ของ I_D ในทุกย่านการทำงานของมอสเฟต แบบจำลอง EKV มีความ

บทที่ 1. หลักการทำงานและแบบจำลองของมอสเฟต (OPERATION AND MODELING OF MOSFETS) 42

เหมาะสมกับการออกแบบวงจรที่ทำงานที่กระแสและแรงดันไฟเลี้ยงต่ำ

ในแบบจำลอง EKV แรงดันที่ขาเกต ขาซอร์ส และขาเดรน ทั้งหมดจะถูกอ้างอิงกับแรงดันขาบอดี ซึ่งจะต่างจากที่ใช้ในแบบจำลอง SPICE โดยทั่วไปที่จะอ้างอิงกับแรงดันขาซอร์ส

สมมติฐานที่ใช้ในการสร้างแบบจำลอง EKV คือ มอสเฟตมีความหนาแน่นประจุในชั้นผิวกลับที่แปรผันเป็นเชิงเส้นกับศักย์ไฟฟ้าพื้นผิว (surface potential) สำหรับค่าแรงดัน V_{GB} ที่คงที่ ในตลอดทุกย่านการทำงานของมอสเฟต โดยเราสามารถแสดงการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นประจุในชั้นผิวกลับ (dQ'_I) ได้ดังนี้

$$dQ'_I = nC_{ox}d\phi_s$$

โดยที่ $d\phi_s$ คือการเปลี่ยนแปลงศักย์ไฟฟ้าพื้นผิว C_{ox} คือค่าตัวเก็บประจุออกไซด์ต่อพื้นที่ และ n คือสัมประสิทธิ์ความชัน (slope factor) ซึ่งปกติมีค่าอยู่ระหว่าง 1 กับ 2 และมีค่าดังนี้

$$n = \frac{1}{C_{ox}} \frac{dQ'_I}{d\phi_s} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_o + V_P}}$$

โดยที่ γ คือสัมประสิทธิ์ผลของบอดี $\phi_o = 2\phi_F + m\phi_t$ และ $m \simeq 2 - 3$ และ V_P คือแรงดัน 'ขาดตอน' ('pinch-off' voltage) ซึ่งมีค่าเท่ากับ [6]

$$V_P = \left[\sqrt{V_G - V_{T0} + (\sqrt{\phi_o + 0.5\gamma})^2 - 0.5\gamma} \right]^2 - \phi_o$$

$$\cong \frac{V_G - V_{T0}}{n}$$

เมื่อ V_{T0} คือแรงดันขีดเริ่มของมอสเฟตในสภาวะสมดุล หรือคือค่าแรงดัน V_G ที่ทำให้ $V_P = 0$

เราสามารถวิเคราะห์หา I_D ที่เกิดจากทั้งกระบวนการแพร่และการเลื่อนลอยของมอสเฟตที่มีความยาวช่องทางยาว ได้จากแบบจำลอง charge-sheet โดยใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_D = I_{drift} + I_{diffusion} \quad (1.97)$$

$$= \mu_n W \left(-Q'_I \right) \frac{d\phi_s}{dx} + \mu_n W \phi_t \frac{dQ'_I}{dx} \quad (1.98)$$

โดยที่ x คือระยะทางตามความยาวของช่องทางกระแส ทำการหาอินทิเกรตตลอดความยาวช่องทางกระแส เราสามารถแสดงได้ว่า [6]

$$I_D = I_F - I_R \quad (1.99)$$

ซึ่งแบ่ง I_D ออกเป็นสองส่วน คือ กระแสไปข้างหน้า (forward current, I_F) และกระแสไปข้างหลัง (reverse current, I_R) และมีค่าดังนี้

$$I_F = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{\phi_t^2}{2} \left[\left(\frac{Q'_{IS}}{nC_{ox}\phi_t} \right)^2 - \frac{2Q'_{IS}}{nC_{ox}\phi_t} \right] \quad (1.100)$$

$$I_R = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{\phi_t^2}{2} \left[\left(\frac{Q'_{ID}}{nC_{ox}\phi_t} \right)^2 - \frac{2Q'_{ID}}{nC_{ox}\phi_t} \right] \quad (1.101)$$

โดยที่ Q'_{IS} และ Q'_{ID} ความหนาแน่นประจุในชั้นผันกลับที่ชาซอร์ส และชาเตรน ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสมมาตรระหว่างชาซอร์สและเตรนของมอสเฟต

1.11.2 ย่านการทำงานผันกลับอ่อน

ในแบบจำลอง EKV กระแสเตรนของมอสเฟตที่ทำงานในย่านผันกลับอ่อนสามารถเขียนได้ดังนี้

$$I_D = I_0 \left(\frac{W}{L} \right) \exp \left(\frac{V_{GB} - V_{TH0}}{nV_T} \right) \left[\exp \left(\frac{-V_{SB}}{V_T} \right) - \exp \left(\frac{-V_{DB}}{V_T} \right) \right] \quad (1.102)$$

โดยที่แรงดันทั้งหมดถูกอ้างอิงกับแรงดันขาบอดี้ และ V_{TH0} คือแรงดันขีดเริ่มที่สภาวะสมดุล n คือสัมประสิทธิ์ความชันในย่านผันกลับอ่อน I_0 คือกระแสเฉพาะที่แสดงคุณลักษณะกระแสของมอสเฟตที่มี $(W/L) = 1$ สมการที่ (1.102) แสดงให้เห็นว่า กระแสเตรนเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลกับแรงดันขาเกตชาซอร์ส และชาเตรน

เราสามารถแสดงระดับความเข้มของชั้นผันกลับได้โดยใช้สัมประสิทธิ์การผันกลับ (inversion coefficient, IC) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$IC = \frac{I_D}{I_0 (W/L)} \quad (1.103)$$

โดยเมื่อ $IC < 0.1$ มอสเฟตจะทำงานในย่านผันกลับอ่อน (weak inversion) $IC > 10$ มอสเฟตจะทำงานในย่านผันกลับเข้มแข็ง (strong inversion) และเมื่อ $0.1 < IC < 10$ มอสเฟตจะทำงานในย่านผันกลับปานกลาง (moderate inversion)

ในแบบจำลอง EKV ค่า n และ I_0 จะได้จากการสกัดค่า (extract) จากคุณลักษณะของมอสเฟตที่วัดได้จริง และปรับเข้าเส้น (curve-fitting) ตามแบบจำลอง

บรรณานุกรม

- [1] Julius Edgar Lilienfeld. Method and apparatus for controlling electric currents, January 1930.
- [2] D Kahng and M. M. Atalla. Silicon-silicon dioxide field induced surface devices. In *IRE Solid-State Device Research Conference*, Pittsburgh, June 1960.
- [3] Yannis Tsividis and Colin McAndrew. *Operation and Modeling of the MOS Transistor*. Oxford University Press, USA, 3 edition, September 2010.
- [4] D. Frohman-Bentchkowsky and A.S. Grove. Conductance of MOS transistors in saturation. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 16(1):108–113, 1969.
- [5] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, and Robert G. Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Wiley, 5 edition, January 2009.
- [6] Christian C. Enz, François Krummenacher, and Eric A. Vittoz. An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low-voltage and low-current applications. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 8(1):83–114, July 1995.