

บทที่ 4

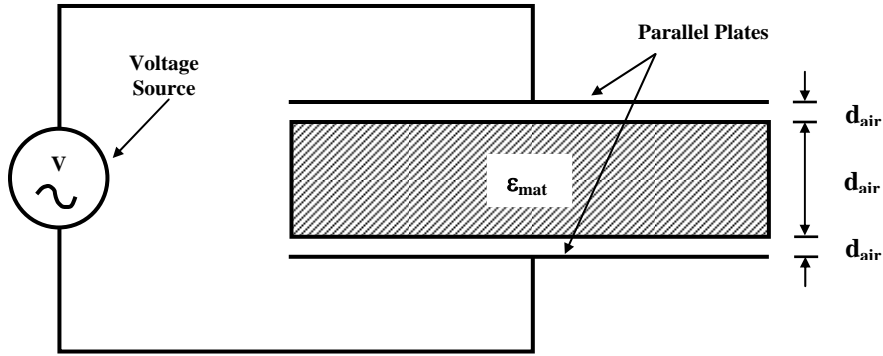
อันตรกิริยาของไมโครเวฟกับวัสดุไดอิเล็กตริก

สำหรับบทนี้ได้ทำการขยายเนื้อหาจากที่เคยกล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยในที่นี่จะทำการวิเคราะห์อย่างละเอียดเกี่ยวกับอันตรกิริยาระหว่างคลื่นไมโครเวฟและวัสดุไดอิเล็กตริก

เป็นที่ทราบกันดีว่าการกระจายตัวของอุณหภูมิภายในวัสดุไดอิเล็กตริกหรือ โพลด (เช่น อาหาร) ที่ได้รับความร้อนจากคลื่นไมโครเวฟ จะถูกกำหนดโดยคุณสมบัติทางความร้อนของอาหาร และการกระจายตัวของการดูดซับพลังงานไมโครเวฟ (Microwave Absorption) ภายในอาหารนั่นเอง ปริมาณของการดูดซับพลังงานไมโครเวฟนี้ถูกกำหนดโดยสนามไฟฟ้าภายในระบบการทำความร้อนด้วยไมโครเวฟ เช่น ในตู้ไมโครเวฟหรือ แอปพลิเคเตอร์ (Applicator) สำหรับบทนี้จะสนใจที่ธรรมชาติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในตู้ไมโครเวฟหรือ แอปพลิเคเตอร์ และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่อธิบายโดยผ่านสมการแมกซ์เวลล์ องค์ความรู้พื้นฐานจากบทนี้จะนำไปสู่การวิเคราะห์และออกแบบระบบการทำความร้อนด้วยไมโครเวฟ ในบทถัดๆไป

4.1 หลักการพื้นฐานสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อเราให้ความต่างศักย์ไฟฟ้า V ที่ความถี่ ω เท่ากับ $2\pi f$ แก่แผ่นคู่ขนาน (Parallel Plate) ดังรูปที่ 2 จะทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในระหว่างแผ่นคู่ขนาน หากทำการวางวัสดุไดอิเล็กตริก เช่น อาหาร ไว้ระหว่างแผ่นคู่ขนาน จะมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสนามไฟฟ้าทั้งภายในวัสดุและในช่องว่างอากาศที่ด้านข้างทั้งสองของวัสดุ ปริมาณของพลังงานสะสมในระบบก็จะเปลี่ยนไป ภายในอาหารก็จะมี การกระจายตัวของพลังงานบางส่วน (Dissipation of Energy) เหมือนกับที่เกิดขึ้นภายในวัสดุไดอิเล็กตริก เช่น อาหารเมื่อได้รับพลังงานไมโครเวฟ ก็จะมีการกระจายตัวของพลังงานบางส่วน โดยทั่วไปเราเรียกวัสดุประเภทนี้ว่า วัสดุสูญเสีย หรือวัสดุ lossy (Lossy Material) เพราะพลังงานไมโครเวฟที่หายไปจะถูกเปลี่ยนไปเป็นพลังงานความร้อนภายในวัสดุนั้นเอง [1]



รูปที่ 4.1 แอปพลิเคชันแบบแผ่นคู่ขนาน (Parallel Plate Applicator)

จากนี้เป็นต้นไปเราจะทำการอธิบายถึงกลไกของอันตรกิริยาระหว่างสนามไฟฟ้ากับวัสดุไดอิเล็กตริก ซึ่งองค์ความรู้จากบทนี้จะสัมพันธ์กับการศึกษาสมบัติไดอิเล็กตริก (Dielectric Properties) ซึ่งจะถูกนำเสนอภายหลังในบทที่ 5 แต่สำหรับบทนี้เราจะเริ่มต้นกับสมมติง่ายๆเกี่ยวกับอันตรกิริยาโดยค่าคอมเพล็กซ์เพอร์มิตติวิตี (Complex Permittivity; ϵ) และค่า เปรอรัมีลิตี (Permeability; μ) ที่บ่งบอกถึงการกักเก็บและการลดลงของพลังงานไฟฟ้าและพลังงานแม่เหล็กตามลำดับ [2]

โดยค่าคอมเพล็กซ์เพอร์มิตติวิตีแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r = \epsilon_0 (\epsilon_r' - j\epsilon_r'') \tag{4.1}$$

โดยที่

$$j = \sqrt{-1}$$

ϵ_r' ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative Dielectric Constant) หรือค่าเพอร์มิตติวิตีสัมพัทธ์ (Relative Permittivity)

ϵ_r'' ค่าไดอิเล็กตริกลอสมแฟกเตอร์สัมพัทธ์ (Relative Dielectric Loss Factor)

$\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ คือค่าเพอร์มิตติวิตีของฟรีสเปซหรืออากาศ

(Permittivity of Free Space)

$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/m}^2$ ค่าเพอร์มิลิตี (Permeability) ซึ่งมักกำหนดให้เท่ากับค่าของของฟรีสเปซหรืออากาศ

4.1.1 ระบบแบบแผ่นคู่ขนาน

ถ้าแหล่งกำเนิดความต่างศักย์ถูกเชื่อมกับคู่ของแผ่นขนาน แอปพลิเคชันแบบแผ่นคู่ขนานอย่างง่าย ซึ่งถูกสร้างขึ้นดังรูปที่ 2 ในที่นี้จะไม่คำนึงถึงอิทธิพลของขอบที่มีผลต่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เราสามารถประมาณค่าสนามไฟฟ้าและความหนาแน่นสนามไฟฟ้าภายในวัสดุไดอิเล็กตริก ระหว่างแผ่นคู่ขนานได้ดังนี้ [3]

$$\hat{E} = \frac{\hat{V}}{d_{mat} + 2d_{air}(\epsilon_{mat}/\epsilon_0)} \quad \text{V/m} \quad (4.2)$$

สนามไฟฟ้านี้จะเป็นสาเหตุของการไหลของกระแสเข้าไปยังวัสดุด้วยความหนาแน่นของกระแส (Current Density) เท่ากับ

$$\hat{J} = j\omega\epsilon\hat{E} \quad \text{A/m}^2 \quad (4.3)$$

เมื่อความหนาแน่นกำลัง (Power Density) หรือกำลังการดูดซับ (Power Absorbed) ภายในวัสดุ [3] คือ

$$Q = \frac{1}{2}\omega\epsilon_0\epsilon''_{eff}|\hat{E}|^2 \quad \text{W/m}^3 \quad (4.4)$$

โดยที่

\hat{E} ค่าสูงสุดของสนามไฟฟ้า

เห็นได้อย่างชัดเจนจากสมการที่ (4.2) และ (4.4) ว่าค่า เปรอรัมิตติวิตีมีอิทธิพลเป็นอย่างมากต่อสนามไฟฟ้าและกำลังไมโครเวฟที่ลดลงในวัสดุ พลังงานที่หายไป Q เป็นแหล่งกำเนิดของกระบวนการทำความร้อนจากคลื่นไมโครเวฟ ที่จะนำไปสู่การถ่ายเทความร้อนและความชื้น

4.2 สมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations)

ระบบการทำความร้อนด้วยไมโครเวฟ เช่นในตู้ไมโครเวฟหรือ แอปพลิเคชันที่ทำงานจริงนั้นจะมีความซับซ้อนกว่าระบบแผ่นคู่ขนานที่อธิบายกันในหัวข้อที่ผ่านมาเป็นอย่างมาก การอธิบายที่สมบูรณ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจำเป็นต้องเข้าใจพฤติกรรมทางกายภาพอย่างถ่องแท้ โดยปกติการอธิบายพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะกระทำโดยผ่านสมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations) ซึ่งสามารถใช้อธิบายการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

ตามเวลา เมื่อใส่เงื่อนไขขอบเขตที่สมบูรณ์ลงไปก็จะสามารถอธิบายพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในตู้ไมโครเวฟหรือ แอปพลิเคชันได้อ่างสมบูรณ์

สมการแรกของสมการแมกซ์เวลล์ คือ กฎของฟาราเดย์ (Faraday's Law) ที่โยงความสัมพันธ์ระหว่างสนามไฟฟ้า E ที่เปลี่ยนไปกับเวลา กับสนามแม่เหล็ก H หรือกล่าวได้ว่า สนามไฟฟ้าที่หมุนวนรอบๆคอนทัวร์ เท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ผ่านพื้นที่ผิวที่ล้อมรอบด้วยคอนทัวร์ ซึ่งแสดงได้ด้วยรูปสมการอนุพันธ์ในลักษณะไทม์ฮาโมนิกดังต่อไปนี้

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.5)$$

สมการที่สองของสมการแมกซ์เวลล์ คือ กฎของแอมแปร์ ที่โยงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Strength) H กับความหนาแน่นกระแสไฟฟ้ารวม (Total Current Density) J , (ซึ่งรวมผลของกระแสดิฟฟิวซิฟและกระแสเหนี่ยวนำ) หรือกล่าวได้ว่า ความเข้มสนามแม่เหล็กที่หมุนวนรอบๆคอนทัวร์ปิด (Closed Contour) เท่ากับกระแสสุทธิที่ผ่านพื้นที่ผิวที่ล้อมรอบด้วยคอนทัวร์ ยกตัวอย่างเช่น สนามไฟฟ้าที่ล้อมรอบ (Surrounded) โดยสนามแม่เหล็กเป็นต้น ซึ่งแสดงได้ด้วยรูปสมการอนุพันธ์ในลักษณะไทม์ฮาโมนิก (Time Harmonic) ดังต่อไปนี้

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (4.6)$$

เพื่อความสมบูรณ์ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า กฎของเกาส์ (Gauss's Law) ถูกนำมาใช้ กล่าวคือฟลักซ์แม่เหล็กสุทธิที่ออกจากขอบเขตเท่ากับศูนย์และฟลักซ์ไฟฟ้าสุทธิที่ออกจากขอบเขตจะสัมพันธ์กับความหนาแน่นประจุ (Charge) ภายในวัสดุนั้น จะได้

$$\nabla \cdot \vec{D} = q \quad (4.7)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.8)$$

โดยที่

q คือความหนาแน่นประจุไฟฟ้า (Charge Density)

เมื่อ E และ H คือความเข้มของสนามไฟฟ้าและความเข้มของสนามแม่เหล็ก

ตามลำดับ J คือความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (Current Density) D คือความ

หนาแน่นของฟลักซ์ (Flux Density) และ B คือความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux Density) โดยความสัมพันธ์ระหว่าง J , D และ B กับ E และ H คือ

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (4.9)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (4.10)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (4.11)$$

โดยที่

σ คือ ค่าการนำไฟฟ้า (Electric Conductivity)

μ คือค่าเปอร์มีลิติวี่ (Permeability)

ε คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant) หรือค่าเปอร์มิตติวิตี

ดังที่กล่าวมาข้างต้น ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ประจุและกระแส มีส่วนเกี่ยวข้องกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งอาจเขียนให้อยู่ในรูปแบบสมการอนุพันธ์ (สมการแมกซ์เวลล์) รูปแบบสมการอนุพันธ์ของสมการแมกซ์เวลล์ เป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง ในการแก้ปัญหาเพื่อจะหาคำตอบที่เงื่อนไขค่าของขอบเขตต่างๆ ซึ่งรูปแบบดังกล่าวสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่า สนามไฟฟ้า E และค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก H โดยการแทนสมการที่ (4.9) ถึง (4.11) ลงในสมการที่ (4.5) ถึง (4.8) จะได้คือ

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (4.12)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (4.13)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{q}{\varepsilon} \quad (4.14)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (4.15)$$

สมการที่ (4.12) และ (4.13) อ้างอิงมาจาก กฎของกฎของฟาราเดย์ สมการที่ (4.5) และกฎแอมแปร์ และกฎของฟาราเดย์ สมการที่ (4.6) ตามลำดับ ส่วนสมการที่ (4.14) และ (4.15) จะขึ้นอยู่กับกฎของเกาส์ สมการที่ (4.7) และ (4.8) ตามลำดับ

ต่อไปนี้จะทำการพิสูจน์ที่มาของสมการค่ากำลังการดูดซับภายในวัสดุไดอิเล็กทริกขณะเกิดอันตรกิริยาระหว่างคลื่นไมโครเวฟกับวัสดุไดอิเล็กทริก ดังนี้

อ้างอิงชุดสมการแมกซ์เวลล์ สมการที่ (4.12) ถึงสมการที่ (4.15) ทำการคูณเชิงสเกลาร์ในสมการที่ (4.13) ด้วย E และสมการที่ (12) ด้วย H เราสามารถเขียนสมการแมกซ์เวลล์ใหม่ในรูปแบบของพลังงาน คือ

$$\vec{E} \cdot (\nabla \times \vec{H}) = \vec{E} \cdot \left(\sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \quad (4.16)$$

$$\vec{H} \cdot (\nabla \times \vec{E}) = -\vec{H} \cdot \left(\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) \quad (4.17)$$

ทำการหักกลับสมการที่ (17) ด้วยสมการที่ (16) และใช้คุณสมบัติของความสัมพันธ์ระหว่างสอง เวกเตอร์ ในที่นี้คือ เวกเตอร์ F_1 และ F_2 และเขียนในรูปแบบความสัมพันธ์ก็จะได้

$$\nabla \cdot (\vec{F}_1 \times \vec{F}_2) = \vec{F}_2 \cdot (\nabla \times \vec{F}_1) - \vec{F}_1 \cdot (\nabla \times \vec{F}_2) \quad (4.18)$$

จากคุณสมบัติของสมการที่ (4.18) เราสามารถจัดรูปความสัมพันธ์ให้อยู่ในรูปแบบสมการการอนุรักษ์พลังงานคือ

$$\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}) + \vec{H} \cdot \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \vec{E} \cdot \left(\sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = 0 \quad (4.19)$$

เมื่อทำการอินทิกรัลตลอดปริมาตรของโดเมนและประยุกต์ใช้ทฤษฎีไดเวอร์เจนส์ (Divergence theorem) ซึ่งโยงความสัมพันธ์กันระหว่างการหาอินทิกรัลเชิงพื้นผิว (Surface Integral) กับอินทิกรัลเชิงปริมาตร (Volume Integral) ก็จะได้เป็น

$$\iint (E \times H) \cdot ds + \iiint \left[\vec{H} \cdot \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \vec{E} \cdot \left(\sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) \right] dV = 0 \quad (4.20)$$

ในที่นี้ทอมผลคูณ (Cross Product) คือ $E \times H$ แสดงถึงความหนาแน่นกำลังเชิงพื้นผิว (Surface Power Density) ซึ่งมีหน่วยเป็น W/m^2 ซึ่งเกี่ยวข้องกับทิศทางการไหลของกำลัง ซึ่งเรามักจะอ้างถึงพอยน์ติงเวกเตอร์ (Pointing Vector) นั่นเอง หากทำการอินทิกรัลในเทอมที่สองซึ่งเป็นกำลังความหนาแน่นของแม่เหล็ก (Magnetic Power Density) ก็จะได้

$$\vec{H} \cdot \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \frac{1}{2} \mu \frac{\partial \vec{H}^2}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \mu \vec{H}^2 \right) \quad (4.21)$$

เช่นเดียวกับขั้นตอนการหาสมการความสัมพันธ์ในรูปกำลังความหนาแน่นของแม่เหล็กจากสมการที่ (4.20) เราสามารถหาสมการความสัมพันธ์ในรูปกำลังความหนาแน่นของไฟฟ้า (Electric Power Density) ก็จะได้

$$E \cdot \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{2} \varepsilon \frac{\partial \vec{E}^2}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \varepsilon \vec{E}^2 \right) \quad (4.22)$$

จากสมการข้างบนนี้ เราสามารถสรุปให้อยู่ในเทอมของค่ากำลังการดูดซับไมโครเวฟ (Microwave Power Absorbed) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า ค่าของการกำเนิดปริมาณความร้อนภายในต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร (Local Volumetric Heat Generation) คือ

$$Q = \vec{E} \cdot (\sigma \vec{E}) = \sigma |\vec{E}|^2 \quad (4.23)$$

จากสมการที่ (4.23) พบว่าการเปลี่ยนแปลงเฟสของสนามไฟฟ้าต่อหนึ่งหน่วยเวลาจะเร็วมาก ดังนั้นค่าเฉลี่ยรากที่สอง (Root Mean Square Value) ของความเข้มของสนามไฟฟ้าจะถูกใช้ในการประมาณค่าพลังงานไมโครเวฟที่ถูกดูดซับโดยวัสดุไดอิเล็กตริก เมื่อสมมติให้ไม่มีการสูญเสียสนามแม่เหล็ก ค่ากำลังการดูดซับไมโครเวฟหรือ ค่าของการกำเนิดปริมาณความร้อนภายในต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร อาจเขียนให้อยู่ในรูปสมการต่อไปนี้ก็ได้

$$Q = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r'' E^2 = 2\pi \cdot f \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r' (\tan \delta) E^2 \quad (4.24)$$

จากสมการด้านบน ค่าพลังงานไมโครเวฟที่ถูกดูดซับจะแปรผันตรงกับความถี่ของสนามไฟฟ้า ค่าไดอิเล็กตริกทอสแฟกเตอร์ (Dielectric Loss Factor) และค่ากำลังสองของสนามไฟฟ้า หากค่าไดอิเล็กตริกทอสแฟกเตอร์ของวัสดุไดอิเล็กตริกมีค่ามากจะส่งผลให้การดูดซับ

พลังงานจากไมโครเวฟและปริมาณความร้อนเกิดขึ้นมากขึ้นตาม แต่ถ้าค่าไดอิเล็กตริกของสเปคเตอร์มีค่าน้อย คลื่นไมโครเวฟจะทะลุผ่านวัสดุไดอิเล็กตริกโดยเกิดความร้อนเพียงเล็กน้อยหรือไม่เกิดขึ้นเลย อย่างไรก็ตามปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นนี้อาจจะขึ้นกับตัวแปรอื่นๆ เช่น ค่าความจุความร้อนจำเพาะ (Specific Heat) คุณสมบัติของวัสดุไดอิเล็กตริกและขนาดของวัสดุไดอิเล็กตริก สมการที่ (4.24) มีความสำคัญในการศึกษาความสามารถในการดูดซับพลังงานจากคลื่นไมโครเวฟของวัสดุไดอิเล็กตริกเมื่ออยู่ในสนามไฟฟ้าที่มีความถี่สูง อย่างไรก็ตามอันตรกิริยาระหว่างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและวัสดุไดอิเล็กตริกก็ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุนั้นด้วย หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือคุณสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุขึ้นอยู่กับกรนำไมโครเวฟไปประยุกต์ใช้งานในกระบวนการต่างๆ เช่น การทำความร้อน (Heating) การอบแห้ง (Drying) หรือการหลอมละลาย (Melting) เป็นต้น ซึ่งจะได้แสดงในบทถัดๆ ไป

4.2.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปแบบอย่างง่าย (Simple Maxwell's Equations)

เราสามารถที่จะจัดสมการแมกซ์เวลล์ จากที่แสดงในหัวข้อก่อนหน้าให้อยู่ในรูปแบบง่ายๆ เพื่อใช้ประโยชน์ในการวิเคราะห์ปัญหาสำหรับบางกรณี โดยมีรายละเอียดของการทำดังต่อไปนี้

สมการแมกซ์เวลล์ เป็นสมการอนุพันธ์อันดับหนึ่ง ซึ่งมีเงื่อนไขขอบเขตและสามารถปรับปรุงให้ไปใช้กับสมการของคลื่นที่อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์อันดับสอง ซึ่งก็จะใช้กฎของแอมแปร์และ ฟาราเดย์เหมือนเดิม ซึ่งเขียนให้อยู่ในรูปสมการดังต่อไปนี้

$$\nabla \times \nabla \times \vec{F} = \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - \nabla^2 \vec{F} \quad (4.25)$$

เมื่อกำหนดให้

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu\sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (4.26)$$

$$\nabla^2 \vec{H} - \mu\sigma_e \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (4.27)$$

สมการที่ (4.26) และสมการที่ (4.27) จึงเป็นสมการของคลื่นที่อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์อันดับสอง ที่มีความสัมพันธ์กับเวลา หากพิจารณาในบริเวณส่วนกลางของสเปซหรือช่องว่าง ($\sigma=0$) เมื่อเวลาลงค่าของการกระจายตัวความเร็วจะมีค่าเป็น $\sqrt{\mu\epsilon}$ สนามที่ได้จากการใช้สมการแมกซ์เวลล์จะเป็นฟังก์ชันภายในช่องว่างและเวลา ถ้าสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีต้นกำเนิดคลื่นเป็นแบบชานน์เวฟ ซึ่งจะ

พบมากในกระบวนการของไมโครเวฟ สมการที่ใช้ในการคำนวณจะอาศัยหลักการของกฎฟูเรียร์ มาช่วยวิเคราะห์ ดังสมการ

$$E(t) = \text{Re}[E_s(r)e^{j\omega t}] = \frac{1}{2} \text{Re}[E_s e^{j\omega t} + (E_s e^{j\omega t})^*] \quad (4.28)$$

$$H(t) = \text{Re}[H_s(r)e^{j\omega t}] = \frac{1}{2} \text{Re}[H_s e^{j\omega t} + (H_s e^{j\omega t})^*] \quad (4.29)$$

โดยที่

* หมายถึง ค่าบ่งบอกค่าเชิงซ้อน และตัวห้อย s บอกลักษณะรูปแบบของสถานะ ส่วนค่าสูงสุดของคลื่น หาได้จาก $\text{Peak} = \sqrt{2} \text{rms}$ ได้สมการ

$$j\omega \epsilon E_s + \sigma E_s = \nabla \times H_s \quad (4.30)$$

$$-j\omega \mu H_s = \nabla \times E_s \quad (4.31)$$

เมื่อโยงความสัมพันธ์กับสมการที่ (4.26) และสมการที่ (4.27) ก็จะได้

$$\nabla^2 E_s = j\omega \mu \sigma E_s - \omega^2 \mu \epsilon E_s = \gamma^2 E_s \quad (4.32)$$

$$\nabla^2 H_s = j\omega \mu \sigma H_s - \omega^2 \mu \epsilon H_s = \gamma^2 H_s \quad (4.33)$$

โดยที่

$\gamma = \alpha + i\beta$ ค่าการกระจายตัวที่คงที่

α และ β เป็นค่าบ่งบอกถึงสถานะคงที่

เมื่อ α คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (Attenuation Coefficient) และ β คือ ค่าคงที่เฟส (Phase Constant)

ในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดการแพร่กระจายของคลื่นซึ่งถูกกำหนดโดยตัวแปร β และตัวแปร α ซึ่งจะเป็นตัวควบคุมอัตราความเข้มข้นของสนาม และจะมีผลต่อการแทรกผ่านของคลื่นที่ระดับความลึกที่ต่างกันจากบริเวณผิวหน้า ซึ่งค่าสถานะจะมีความสัมพันธ์กับค่าคุณสมบัติของวัสดุที่เป็นฉนวน ดังสมการ

$$\alpha = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)^2} - 1 \right] \right\}^{1/2} \quad (4.34)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \left\{ \frac{1}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \right)^2} + 1 \right] \right\}^{1/2} \quad (4.35)$$

ใช้กฎของแอมแปร์ในความถี่เริ่มต้น $(\sigma/\omega\epsilon)^2$ จะมีสถานะแบบกลางๆ ถ้า $(\sigma/\omega\epsilon)^2 \ll 1$ ระยะเวลาการนำความร้อนไม่ดี ถือว่าเป็นฉนวนที่ดี และถ้า $(\sigma/\omega\epsilon)^2 \gg 1$ ก็ถือว่าเป็นตัวนำความร้อนที่ดี

4.3 คลื่นระนาบ (Plane Waves)

หากมีการคาบเกี่ยว (Coupling) กันระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ถูกสร้างโดยกระแสดิสเพลซเมนต์ (Displacement Current) สมการที่ (4.5) และการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็ก (Magnetic induction) สมการที่ (4.6) ส่งผลทำให้ได้สมการที่ใช้อธิบายเกี่ยวกับการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Waves) ในรูปแบบที่ง่ายขึ้น หากทำการรวมสองสมการนี้เข้าด้วยกัน แล้วทำการกำจัดค่าความเข้มสนามไฟฟ้า H เราก็จะได้สมการคลื่นเป็น

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times E - \omega^2 \epsilon E = 0 \quad (4.36)$$

เหมือนกระบวนการเหมือนเดิม ถ้าต้องการกำจัดสนามไฟฟ้า E จากสมการที่ (4.5) และสมการที่ (4.6) เพื่อให้แสดงเฉพาะแต่สนามแม่เหล็ก H หากพิจารณาในตัวกลางที่มีลักษณะเนื้อเดียว หรือ โฮโมจีเนียส เราสามารถใช้สมการที่ (4.8) เพื่อทำให้สมการที่ (4.36) อยู่ในรูปที่ง่ายขึ้นจะได้

$$\nabla^2 E + \omega^2 \epsilon \mu E = 0 \quad (4.37)$$

เช่นเดียวกับกระบวนการเดิม สำหรับสนามแม่เหล็กก็จะได้

$$\nabla^2 H + \omega^2 \epsilon \mu H = 0 \quad (4.38)$$

พิจารณาเฉพาะแกน z จากสมการที่ (4.37) จะได้

$$\frac{d^2 E_x}{dz^2} = -\omega^2 \epsilon \mu E_x \quad (4.39)$$

โดยที่

E_x คือสนามไฟฟ้าที่ขนานกับแกน x ดังนั้น คำตอบของสมการที่ (4.39) คือ

$$E_x(z) = Ae^{+\gamma z} + Be^{-\gamma z} \quad (4.40)$$

เมื่อ ค่าคงที่ A และ B สอดคล้องกับขนาดของคลื่นที่แพร่กระจาย (Propagating) ในทิศทาง $-z$ และ $+z$ ตามลำดับ โดย $\gamma = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$ เรียกว่าค่าคงที่ของการแพร่กระจาย (Propagation Constant) ซึ่งอยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งเขียนอยู่ในรูปทั่วไป คือ

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{Np/m} \quad (4.41)$$

โดยที่

α คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (Attenuation Coefficient)

β คือ ค่าคงที่เฟส (Phase Constant) ค่าเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์กับสมบัติของวัสดุ ดังนี้

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon'}{2}} \left[\sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1} \right] \quad \text{Np/m} \quad (4.42)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon'}{2}} \left[\sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} + 1} \right] \quad \text{Np/m} \quad (4.43)$$

ซึ่งสมการที่ (4.34) และ (4.35) เทียบเท่ากับสมการที่ (4.42) และ (4.43) นั่นเอง

การเชื่อมต่อระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก บอกเป็นนัยๆ ว่าองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าของคลื่นที่กำลังแพร่กระจายที่แสดงในสมการที่ (4.40) จะสัมพันธ์กับองค์ประกอบ

สนามแม่เหล็ก ซึ่งรูปที่ 4.2 แสดงถึงการเดินทางของคลื่นระนาบที่มีองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เป็นไปตามกฎมือขวา เมื่อตัวกลางที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่านในที่นี้พิจารณาเป็นวัสดุที่ดูดซับคลื่นหรือวัสดุที่คลื่นสูญเสียพลังงานได้ หรือเราเรียกว่าวัสดุสูญเสีย (Lossy Material) ซึ่งทำให้ขนาดของคลื่นค่อยๆ ลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลตามระยะทาง

ต่อจากนี้ไป เราจะทำการวิเคราะห์หาค่าระยะความลึกเชิงผิว (Skin Depth, δ) เมื่อคลื่นระนาบเดินทางผ่านเข้าไปในวัสดุที่มีความยาวกึ่งอนันต์ พารามิเตอร์ตัวนี้มีความสำคัญมากในการวิเคราะห์อันตรกิริยาระหว่างคลื่นไมโครเวฟและวัสดุไดอิเล็กตริก

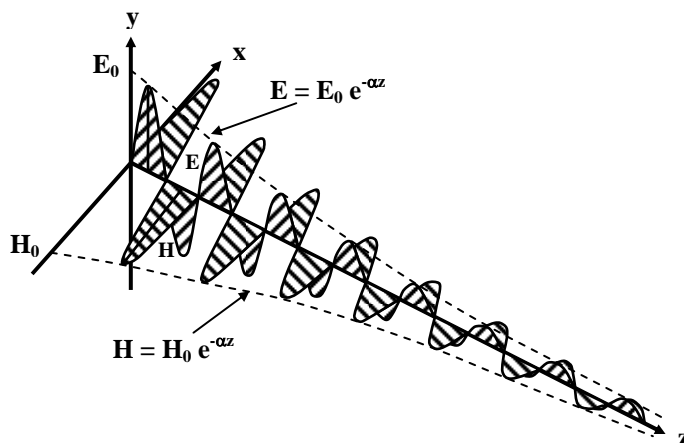
พิจารณาวัสดุกึ่งอนันต์ที่ยาวตามแกน z จากระยะ $z=0$ ถึง $z=\infty$ ดังนั้น ค่าคงที่ A ในสมการที่ (40) จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ เพื่อที่จะทำให้คำตอบยังคงมีค่าที่ขอบเขต $z \rightarrow \infty$ หากกำหนดให้ค่าคงที่ $B = E_0$ ซึ่งเป็นค่าความเข้มของสนามที่ผิววัสดุ เราสามารถหาสมการการกระจายตัวของสนามภายในวัสดุที่หนาถึงอนันต์ เป็น

$$E(z) = E_0 e^{-\gamma z} \tag{4.44}$$

เราสังเกตเห็นว่าแอมพลิจูดของสนาม จะค่อยๆ ลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล (ดังรูปที่ 4.2) ตามแกน z ทั้งนี้

$$|E| = E_0 e^{-\alpha z} \tag{4.45}$$

พารามิเตอร์ α อธิบายถึงระยะที่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแทรกผ่านเข้าภายในเนื้อวัสดุ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ป้อนให้และสมบัติไดอิเล็กตริกของวัสดุนั้นๆ ดังสมการที่ (4.42)



รูปที่ 4.2 การเดินทางของคลื่นภายในวัสดุไดอิเล็กตริกหรือวัสดุสูญเสีย

ระยะความลึกเชิงผิว (Skin Depth) เป็นค่าที่บ่งบอกถึงระยะที่สนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแทรกผ่านเข้าภายในวัสดุ ซึ่งนิยามอยู่ในรูปความลึกซึ่งขนาดของสนามมีค่าลดลงเท่ากับ $1/e$ เท่าของสนามที่ผิววัสดุนั้น สำหรับคลื่นระนาบที่ตกกระทบบนวัสดุที่อนันต์ โดยที่มีขนาดของสนามที่ให้ไว้ในสมการที่ (4.45) ดังนั้นค่าระยะความลึกเชิงผิว แสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \quad (4.46)$$

สำหรับวัสดุประเภทมีความสามารถในการดูดซับสูง (Very Lossy Material) จะมีค่าระยะความลึกเชิงผิวต่ำ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะลดลงอย่างรวดเร็วส่งผลทำให้ความร้อนเกิดขึ้นที่บริเวณผิวนั้น แต่สำหรับวัสดุประเภทมีความสามารถในการดูดซับต่ำ (Low Lossy Material) เช่น อาหารแช่แข็ง ค่าระยะความลึกเชิงผิว จะมามากขึ้นทำให้สนามสามารถที่จะแทรกผ่านมากขึ้นตาม

สำหรับการให้ความร้อนจากไมโครเวฟในทางปฏิบัติ ค่าระยะความลึกเชิงกำลัง (Power Skin Depth; δ_p) มักจะถูกนำมาใช้เช่นกัน ซึ่งมีนิยามว่า ระยะความลึกที่กำลังการดูดซับ (Absorbed Power) ลดลงไปเท่ากับ $1/e$ เท่าของกำลังผิววัสดุนั้น และมีความสัมพันธ์กับกำลังการดูดซับที่เคยแสดงไว้ในสมการที่ (4.4) และเขียนได้ใหม่ในรูปดังนี้

$$Q = \frac{1}{2} \omega \epsilon_0 \epsilon_{eff}'' |\hat{E}_0|^2 e^{-2\alpha z} = Q_0 e^{-z/\delta_p} \quad (4.47)$$

โดยที่

Q_0 คือ กำลังการดูดซับที่บริเวณผิว หรืออัตราความร้อนเชิงปริมาตรที่ผิว ($z=0$)
 δ_p คือ ระยะความลึกเชิงกำลัง (Power Skin Depth) ซึ่งแสดงได้ตามสมการดังต่อไปนี้

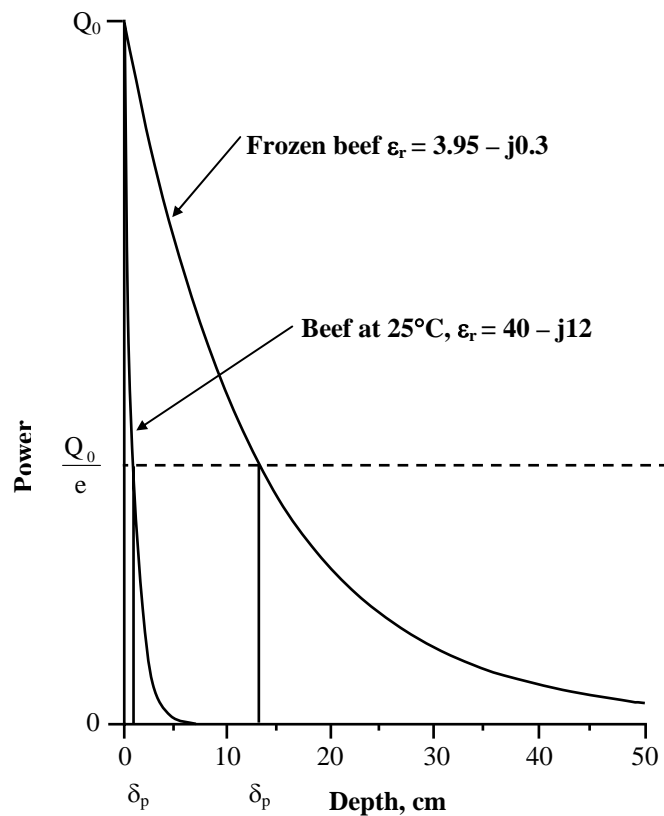
$$\delta_p = \frac{1}{2\alpha} = \frac{\delta}{2} \quad (4.48)$$

สำหรับวัสดุที่ได้รับคลื่นระนาบ พบว่าประมาณ 63 เปอร์เซ็นต์ของกำลังถูกดูดซับที่สลายตัวภายในระยะความลึกเชิงกำลัง และ 86 เปอร์เซ็นต์ภายในระยะความลึกเชิงผิว สำหรับวัสดุจำพวกอาหารโดยทั่วไป ไม่มีคุณสมบัติเกี่ยวข้องกับสนามแม่เหล็ก ($\mu_r = 1$) ดังนั้นสมการที่ (4.42) สามารถจัดรูปไปให้ง่ายขึ้นและแทนค่าลงในสมการที่ (4.48) ก็จะได้ค่าระยะความลึกเชิงกำลัง

$$\delta_p = \frac{c}{\omega \sqrt{2\epsilon'} \left(\sqrt{1 + (\epsilon''/\epsilon')^2} - 1 \right)^{1/2}} \quad (4.49)$$

เมื่อ $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$ (4.50)

รูปที่ 4.3 แสดงการลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลของกำลังการดูดซับ สำหรับเนื้อที่อุณหภูมิ 0°C และ 25°C ตามลำดับ (ข้อมูลสมบัติสำหรับวัสดุแสดงในตารางที่ 2)



รูปที่ 4.3 ระยะความลึกเชิงกำลังที่ 2.45 GHz สำหรับเนื้อที่อุณหภูมิ 0°C และ 25°C จะ
ได้ $\delta_p = 1.04$ และ 12.9 cm ตามลำดับ

ตารางที่ 4.2 ตัวอย่างค่าระยะความลึกเชิงผิวสำหรับวัสดุจำพวกอาหารชนิดต่างๆ ที่ความถี่ 2.45 GHz.

วัสดุ	เปอร์มิตติวิตี	ระยะความลึกเชิงผิว
เนื้อ (Beef)	40-j12	2.08 cm
เนื้อแช่แข็ง (Frozen Beef)	4-j0.3	26.0 cm
มะเขือเทศ (Mashed Potato)	65-j20	1.59 cm
แครอท (Carrots)	41-j11	2.23 cm

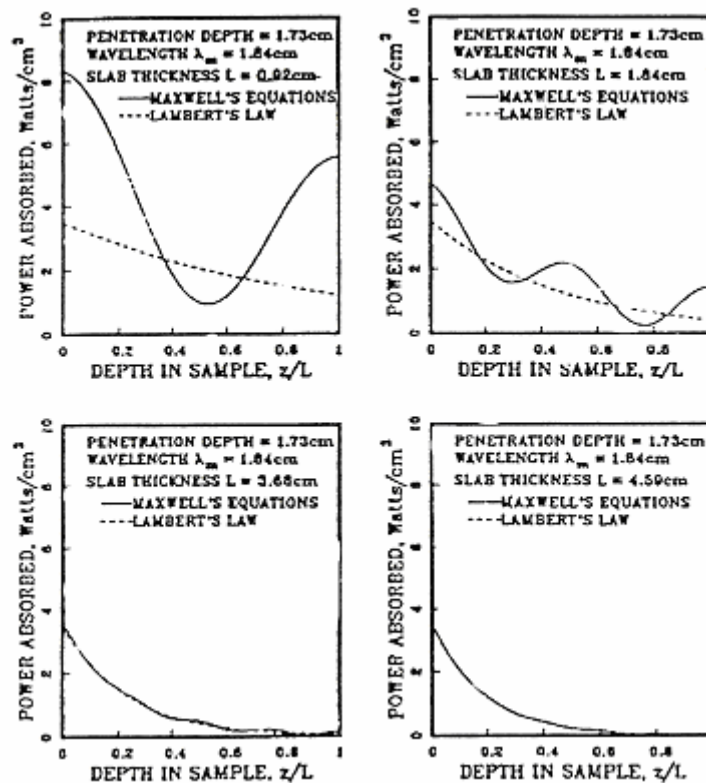
หมายเหตุ ต้องพึงระลึกไว้เสมอว่าการคำนวณค่าระยะความลึกเชิงผิว จะถูกต้องเฉพาะวัสดุที่ได้รับคลื่นระนาบ และวัสดุที่มีความหนามากกว่าค่าระยะความลึกเชิงผิวหลายๆเท่า เท่านั้น ซึ่งสามารถพิจารณาให้เป็นวัสดุกึ่งอนันต์ได้ สำหรับวัสดุที่มีความหนาน้อยกว่าค่าระยะความลึกเชิงผิว อิทธิพลของเรโซแนนท์ (Resonant) หรือการสั่นพ้องจะเกิดขึ้นภายในวัสดุ เป็นผลให้การกระจายตัวของสนามไม่ลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลจากพื้นผิว ในบางกรณีที่มีความเข้มของสนามไฟฟ้ามีค่าสูงมากๆ กำลังการดูดซับจะปรากฏเฉพาะบริเวณกึ่งกลางของวัสดุเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากการสอดแทรก (Interference) ของคลื่นที่สะท้อนกลับจากบริเวณขอบด้านล่างของวัสดุ

4.4 ผลเฉลยของวัสดุที่มีขนาดจำกัด (Solution for a Finite Slab)

สำหรับวัสดุที่มีความหนาจำกัด (Finite Slab) ในการวิเคราะห์เชิงคำนวณจะต้องหาค่าคงที่ทั้งสองที่ปรากฏในสมการที่ (4.40) ซึ่งในทางกายภาพต้องพิจารณาถึงการสะท้อนที่เกิดขึ้นจากบริเวณขอบของวัสดุ รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบของสนามที่ได้จากผลเฉลย 1 มิติของกรณีการแก้สมการแมกซ์เวลล์สำหรับวัสดุที่มีความหนาจำกัด กับกรณีที่สมมุติให้การลดลงของกำลังแบบเอกซ์โพเนนเชียลสำหรับวัสดุที่มีความหนาต่างกัน [4] จะเห็นได้ชัดเจนว่า สำหรับวัสดุที่บางๆ สนามหรือกำลังการดูดซับ (Power Absorbed) จะไม่ลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลจากผิว แต่มีลักษณะเป็นคาบคลื่น สำหรับวัสดุคอมโพสิต (Composite Slab) ซึ่งประกอบด้วยวัสดุไดอิเล็กตริกมากกว่า 1 ชนิด ลักษณะการดูดซับพลังงานก็จะซับซ้อนมากขึ้น [5] (แสดงในรูปที่ 4.5)

คลื่นย้อนกลับในวัสดุบาง เป็นสาเหตุทำให้เกิดพฤติกรรมการแกว่งตัวของกำลังการดูดซับ มีลักษณะเป็นคาบคลื่น ด้วยพฤติกรรมอันนี้ มันเป็นไปได้ที่มีการเปลี่ยนแปลงความหนาวัสดุเพียงเล็กน้อยจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงใหญ่ในปริมาณของพลังงานที่ดูดซับ นั่นก็หมายความว่าค่าหนึ่งเดียวของค่าระยะความลึกเชิงกำลังไม่สามารถพบได้ที่ความแน่นอนใดๆ Fu และ Metaxas [6] เสนอนิยามใหม่สำหรับหาค่าระยะความลึกเชิงกำลัง (Power Penetration Depth, Δ_p) ว่าระยะทางที่

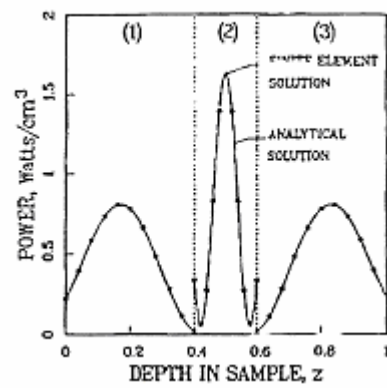
พลังงานถูกดูดซับลดลงเป็น $(1-1/e)$ ของพลังงานดูดซับทั้งหมด รูปที่ 6 แสดงค่าการแทรกผ่านเชิงกำลังในรูปแบบตัวแปรไร้หน่วย ซึ่งเป็นฟังก์ชันของความหนาของวัสดุ สำหรับน้ำที่ อุณหภูมิ 20°C พบว่าเมื่อความหนาของวัสดุเพิ่มขึ้น ค่า Δ_p ก็จะเข้าใกล้ค่า δ_p ด้วยนิยามอันนี้ทำให้ยอมรับได้กับการมีของค่าหนึ่งเดียวของ Δ_p ที่พบสำหรับที่ทุกความหนาของวัสดุ ซึ่งนิยามอันนี้ถือว่าเป็นประโยชน์อย่างมากต่อการวิเคราะห์ในกรณีที่มีการสมมติฐานให้กำลังการดูดซับลดลงของแบบเอกซ์โพเนนเชียลภายในวัสดุ



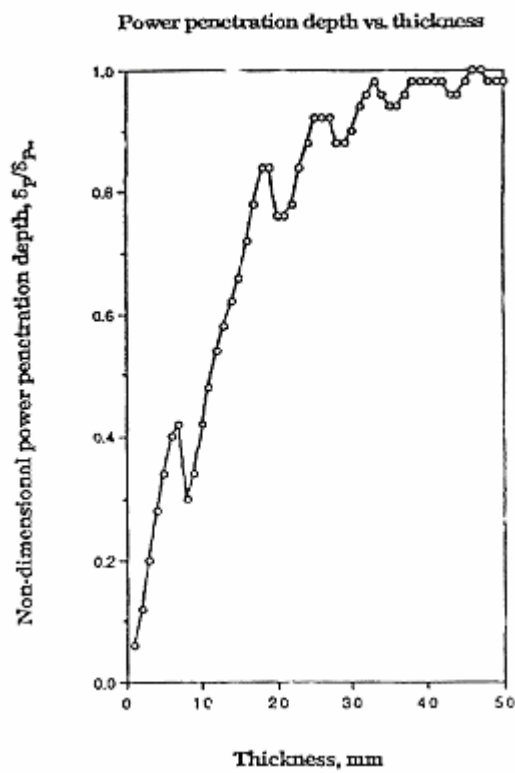
รูปที่ 4 อิทธิพลของความหนาวัสดุต่อการกระจายตัวของกำลังการดูดซับกรณีวัสดุตัวอย่างเป็นก้อนเนื้อดิบ (Raw Beef) ขณะที่ไมโครเวฟที่ความถี่ 2.45 GHz ป้อนมาจากทางฝั่งด้านซ้ายของวัสดุตัวอย่าง [1]

4.5 เงื่อนไขขอบเขต (Boundary Conditions)

ที่ตำแหน่งรอยต่อ (Interface) ของวัสดุสองชนิดที่มีคุณสมบัติไดอิเล็กตริก คือ ค่าเปอร์มิตติวิตีที่ต่างกัน (เช่น อากาศกับตัววัสดุเป็นต้น) สนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากจะไม่ต่อเนื่อง และในทำนองเดียวกันสำหรับสนามแม่เหล็กที่มีค่าเปอร์มิบิลิตีที่ต่างกันตรงตำแหน่งรอยต่อ



รูปที่ 5 การกระจายตัวของสนามในวัสดุคอมโพสิต (Composite Slab) [1]



รูปที่ 6 ค่าระยะความลึกเชิงกำลัง (Power Penetration Depth, Δ_p) ที่เป็นฟังก์ชันกับความหนาวัสดุที่มีความถี่ 2.45 GHz สำหรับน้ำที่อุณหภูมิ 20°C [1]

เงื่อนไขขอบเขตที่บริเวณรอยต่อระหว่างวัสดุสองชนิดเป็น ดังนี้

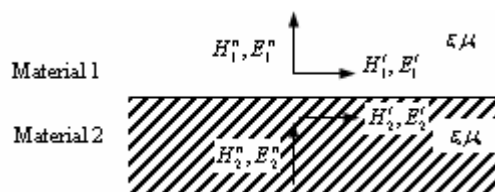
$$\varepsilon_1 E_1^n = \varepsilon_2 E_2^n \quad (4.51)$$

$$E_1^t = E_2^t \quad (4.52)$$

$$\mu_1 H_1^n = \mu_2 H_2^n \quad (4.53)$$

$$H_1^t = H_2^t \quad (4.54)$$

เมื่อ ตัวห้อย 1 และ 2 อ้างถึงวัสดุ 1 และ 2 ตามลำดับ ด้วย n และ t แทนส่วนในแนวตั้งฉากและแนวขนานกับพื้นผิว ตามลำดับ (ดังรูปที่ 4.7) เงื่อนไขขอบเขตนี้เป็นสิ่งสำคัญในการวิเคราะห์การให้ความร้อนจากไมโครเวฟ สนามไฟฟ้าที่ขนานกับพื้นผิวของวัสดุหรือโหลจะสร้างสนามขนาดใหญ่ ดังนั้นความหนาแน่นของกำลังภายในวัสดุจะมีมากกว่ากรณีสนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากกับพื้นผิวทั้งๆที่ความเข้มของสนามมีขนาดเท่าๆกัน



รูปที่ 4.7 เงื่อนไขขอบเขต

ผนังของแอฟฟลิคเตอร์ถือว่าเป็นตัวนำไฟฟ้าหรือเรียกว่าเป็นตัวนำยิ่งยวด กรณีนี้ถือว่าระดับการแทรกผ่านในโลหะก็น้อยมาก ($\approx \mu\text{m}$) ดังนั้นวัสดุที่พิจารณาให้เป็นตัวนำยิ่งยวดจึงไม่มีสนามไฟฟ้าในแนวขนานกับพื้นผิวมันเอง นั่นคือองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัส (Tangential) จึงมีค่าเท่ากับศูนย์นั่นเอง สิ่งเหล่านี้จึงมีผลกระทบกับการสะท้อนของคลื่นทั้งหมดที่ตกกระทบลงบนพื้นผิวนี้ เราจึงสามารถเขียนเป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$E \times \hat{n} = 0 \quad (4.55)$$

โดยที่

\hat{n} คือยูนิตเวกเตอร์ในแนวตั้งฉากกับพื้นผิว

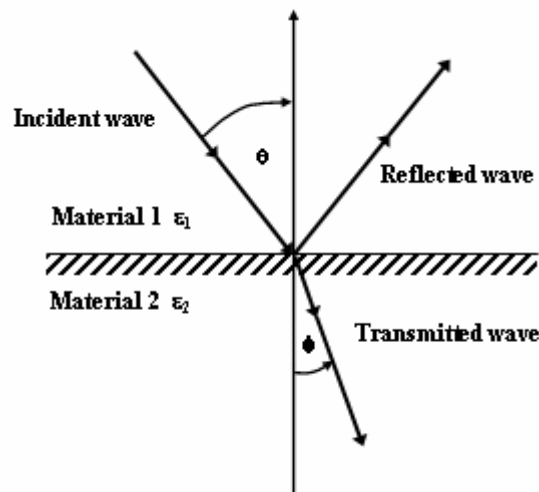
เช่นเดียวกัน กรณีสนามแม่เหล็ก ก็จะไม่มียุ้งค์ประกอบของสนามแม่เหล็กในแนวตั้งฉากกับพื้นผิวดังนั้น

$$H \cdot \hat{n} = 0 \quad (4.56)$$

ในแอปพลิเคชันจริง ผนังจะไม่ใช่ตัวนำยิ่งยวดที่แท้จริง และต้องคำนวณหาค่าเหล่านี้โดยอาศัยวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Solution) ดังที่ได้ในงานวิจัยที่แสดงในเอกสารอ้างอิง [7]

4.6 การสะท้อน, การส่งผ่าน และการดูดซับ (Reflection, Transmission and Absorption)

เมื่อคลื่นระนาบเคลื่อนที่มาตกกระทบกับวัสดุ คลื่นหรือพลังงานส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับ และอีกส่วนหนึ่งจะส่งผ่านเข้าภายในวัสดุ ดังรูปที่ 8 สำหรับคลื่นระนาบที่สนามไฟฟ้าขนานกับพื้นผิวและที่ตกกระทบทำมุม θ กับแนวตั้ง คลื่นที่ทะลุผ่านจะหักเหทำมุม ϕ กับแนวตั้ง ซึ่งอธิบายได้โดย กฎของสเนลล์ (Snell's law) ดังนี้



รูปที่ 4.8 คลื่นที่สะท้อนกลับและคลื่นที่ส่งผ่านบริเวณผิว

$$\sin \phi = \sqrt{\epsilon_1} \sin \theta \quad (4.57)$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน Γ สำหรับสนามไฟฟ้าซึ่งอธิบายได้โดย กฎของเฟรสเนล (Fresnel's Laws) [2]

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta - \sqrt{\epsilon_1} \cos \phi \quad (4.58)$$

สำหรับคลื่นที่ตกกระทบในแนวตั้งฉากกับผิววัสดุ ($\theta = 0^\circ$) สามารถสรุปได้เป็น

$$\Gamma = \sqrt{\epsilon_2} - \sqrt{\epsilon_1} \quad (4.59)$$

เนื่องจากกำลังมีค่าแปรผันตามกำลังสองของสนามไฟฟ้า ดังนั้น สัดส่วนกำลังที่ส่งผ่านเข้าไปในวัสดุ เท่ากับ

$$|T| = 1 - |\Gamma|^2 \quad (4.60)$$

สำหรับอาหารที่มีค่าเปอร์มิตติวิตี อยู่ในช่วงระหว่าง 40-60, จะมีค่า Γ ประมาณ 75% [8] (T ประมาณ 50%) พบว่าคลื่นส่งผ่านจะส่งสะท้อนเข้าไปภายในและสำหรับวัสดุบางรูปทรง อาจเกิดปรากฏการณ์การอาร์คขึ้นได้ จากสมการที่ (4.60) ทำให้เราทราบถึงอัตราส่วนของกำลังส่งผ่านเข้าไปภายในอาหาร ที่มาจกคลื่นระนาบเดี่ยว (Single Plane Wave) อย่างไรก็ตามตัวแอฟพลีเคเตอร์ในทางปฏิบัติ มักจะมีคลื่นในหลายระนาบที่มาจากหลายทิศที่มากระทบบนวัสดุ ซึ่งทำให้การวิเคราะห์มีความซับซ้อนมากยิ่งขึ้น

นอกจากนี้ จากสมการที่ (4.58) ที่มุมบางมุม ที่รู้จักกันว่า มุมบริวสเตอร์ (Brewster Angle) ซึ่งการสะท้อนจากผิวหน้ามีค่าเป็นศูนย์ นั่นหมายความว่าพลังงานทั้งหมดที่ตกกระทบจะถูกส่งผ่านเข้าไปในวัสดุ องค์ความรู้ที่ว่านี้ นำไปสู่การแนะนำที่ว่า ในการออกแบบแอฟพลีเคเตอร์ของระบบไมโครเวฟที่ดีควรพิจารณาในส่วนนี้ด้วย

4.7 โหมดของการแพร่กระจายคลื่น (Modes of Propagation)

สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในวัสดุเนื้อเดียวหรือโฮโมจีเนียส สามารถหาคำตอบได้จากสมการที่ (4.37) และ (4.38) ตามลำดับ ถ้าเราพิจารณาคำตอบของสมการเหล่านี้สำหรับคลื่นตามแนวแกน z เราจะพบคำตอบในรูป $f(z)g(x, y)$ ที่ f เป็นฟังก์ชันของ z เพียงอย่างเดียวและ g เป็นฟังก์ชันของ x และ y [9] สิ่งนี้นำไปสู่การได้ซึ่งคำตอบมาตรฐานในลักษณะต่างๆดังต่อไปนี้

4.7.1 ทรานสเวอร์สอิเล็กทริกเวฟ (Transverse Electric Wave; TE) หรือเรียกว่าคลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าวางตามขวาง ซึ่งสนาม H มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน X และ Z ของสนาม E หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ ไม่มีสนามไฟฟ้าในทิศของการแพร่กระจายของคลื่นแต่มีเฉพาะสนามแม่เหล็กในทิศทางนั้น

$$E_z = 0, H_z \neq 0$$

4.7.2 ทรานสเวอร์สแมกเนตริกเวฟ (Transverse Magnetic Wave; TM) หรือเรียกว่าคลื่นที่มีแนวสนามแม่เหล็กวางตามขวาง ซึ่งสนาม E มีส่วนประกอบหรือเวกเตอร์ย่อยอยู่ในแกน X และ Y ของสนาม H หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ ไม่มีสนามแม่เหล็กในทิศของการแพร่กระจายของคลื่นแต่มีเฉพาะสนามไฟฟ้าในทิศทางนั้น

$$H_z = 0, E_z \neq 0$$

4.7.3 ทรานสเวอร์สอิเล็กโตรแมกเนตริกเวฟ (Transverse Electromagnetic; TEM) หรือเรียกว่าคลื่นที่มีแนวสนามไฟฟ้าแม่เหล็กวางตามขวาง ซึ่งไม่มีสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กในทิศของการแพร่กระจายของคลื่น

$$H_z = E_z = 0$$

อย่างไรก็ตาม เงื่อนไขขอบเขตในท่อนำคลื่นจะไม่อนุญาตให้เป็นลักษณะคลื่นโหมด TEM ทั้งนี้เพราะคลื่น TEM นั้น ไม่สามารถแพร่กระจายไปในท่อนำคลื่นซึ่งเป็นตัวกลางที่มีตัวนำเดี่ยวสำหรับโหมดของการแพร่กระจายคลื่นในลักษณะปกติ เพื่อให้กำลังสามารถส่งผ่านได้ เราจึงพิจารณาให้เป็นคลื่นในโหมด TE_{10} ในที่นี้ตัวห้อย หมายถึง จำนวนของครึ่งคลื่น (Semi Sinusoidal) ที่แปรเปลี่ยนในแนวแกน x และ y ตามลำดับ คลื่นในโหมด TE_{10} มี ครึ่งคลื่นที่แปรเปลี่ยนในแนวแกน x และคงที่ในแนวแกน y

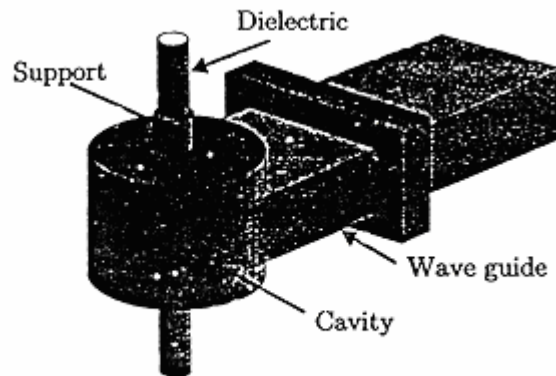
4.8 คาวิตี (Cavities)

โดยทั่วไป คาวิตีสามารถแบ่งออกได้ สองประเภทคือ คาวิตีชนิดโหมดเดี่ยว (Single-Mode Cavities) และคาวิตีชนิดมัลติโหมด (Multimode Cavities) ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

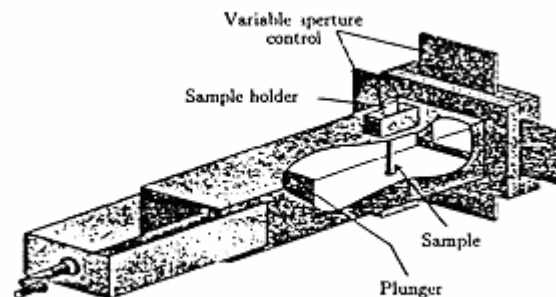
4.8.1 คาวิตีชนิดโหมดเดี่ยว (Single-Mode Cavities)

มีความเป็นไปได้ที่จะออกแบบแอฟพลีเคเตอร์ ให้เป็นลักษณะเรโซแนนท์โหมดเดี่ยว (Single Resonant Mode) หรือเรโซแนนท์เดี่ยว (Single Resonance) ที่ทำงานใกล้เคียงกับความถี่ทำงาน ส่วนใหญ่แอฟพลีเคเตอร์ลักษณะนี้จะเป็นรูปทรงกระบอก (Cylindrical Applicators) เป็นชนิดโหมด TM_{010} หรือทรงสี่เหลี่ยม (Rectangular Applicators) เป็นชนิดโหมด TE_{10n} ดังแสดงในรูปที่ 9 ซึ่งลักษณะแอฟพลีเคเตอร์แบบนี้ง่ายต่อการควบคุมการกระจายตัวของคลื่น และง่ายต่อการ

วิเคราะห์ และออกแบบโดยวิธีคำนวณแบบง่ายๆ (Analytical Technique) [11] แอปพลิเคชันที่กล่าวในที่นี้ มักใช้สำหรับกระบวนการทางอาหาร อย่างไรก็ตาม ยังมีข้อจำกัดอีกมาก เนื่องจากเหตุผลที่ว่าปริมาตรของโพลหรืออาหารที่ค่าไดอิเล็กตริกใดๆ จะต้องมีขนาดเล็กๆเท่านั้น เพื่อที่ยังคงสภาพความเป็นคลื่นเรโซแนนท์ภายในแอปพลิเคชันอยู่ได้



(a)



(b)

รูปที่ 4.9 คาวิตีชนิดเรโซแนนท์โหมดเดี่ยว (a) โหมด TM_{010} (b) โหมด TE_{10n}

4.8.2 คาวิตีชนิดมัลติโหมด (Multimode Cavities)

ส่วนใหญ่ในกระบวนการให้ความร้อนแก่อาหารจะใช้คาวิตีชนิดเรโซแนนท์มัลติโหมด (Multimode Resonant Cavity) ยกตัวอย่างเช่น เตาอบไมโครเวฟบ้าน ซึ่งภายในแอปพลิเคชันมีโพลติดตั้งอยู่ จะมีคลื่นไมโครเวฟซึ่งมาจากหลายระนาบและหลายทิศทางมาตกกระทบบนโพลนี้ ผลรวมของคลื่นที่ตกกระทบบนโพลนี้ร่วมกับคลื่นที่สะท้อนที่โพลและผนังของแอปพลิเคชันก่อให้เกิดคลื่นเรโซแนนท์ หรือ มัลติโหมด ทำให้การกระจายของสนามมีความซับซ้อนมากขึ้น การวิเคราะห์และออกแบบโดยผ่านวิธีคำนวณแบบง่ายๆ ไม่สามารถกระทำได้ จึงต้องอาศัยเทคนิคการคำนวณขั้นสูงและคอมพิวเตอร์สมัยใหม่เข้ามาช่วย นอกจากนี้ข้อสมมติฐานที่ว่า กำลังคลื่น

ไมโครเวฟที่ลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลภายในวัสดุนั้น พบว่าไม่สามารถนำมาใช้ได้กับแอปพลิเคชันเตอร์ชนิด เรโซแนนท์มัลติโหมด อย่างไรก็ตามค่าระยะความลึกเชิงผิวยังพอนำมาใช้ในการวิเคราะห์ได้ หากว่าวัสดุนั้นมีขนาดมากกว่าค่าระยะความลึกเชิงผิว (Skin Depth) มากๆ ไมโครเวฟจะไม่สามารถแทรกผ่านไปยังส่วนกลางของวัสดุได้ ในกรณีนี้ความร้อนจะแพร่กระจายจากบริเวณผิวสู่ตำแหน่งที่ลึกลงไปโดยโหมดของการนำเป็นสำคัญ แต่ถ้าวัสดุมีความหนาน้อยกว่าระยะความลึกเชิงผิวแล้ว ไมโครเวฟจะสามารถแทรกผ่านไปยังส่วนกลางของวัสดุได้ ทำให้ความร้อนกระจายตัวสม่ำเสมอมากขึ้น แต่การกระจายตัวของคลื่นและความร้อนที่แท้จริงยังคงขึ้นกับปัจจัยอื่นอีกมากมาย และมีหลายเหตุผลที่ทำให้ความร้อนกระจายตัวไม่สม่ำเสมอได้

ภายในควิตี้ชนิดมัลติโหมด (Multimode Cavity) จะมีเรโซแนนท์หรือการสั่นพ้อง (Resonance) หลายตำแหน่ง อันเนื่องจากการสะท้อนของคลื่นจากผนังของควิตี้ทำให้เกิดรูปแบบของคลื่นนิ่งที่เสถียรภายในควิตี้ สำหรับควิตี้ที่ว่างเปล่าที่มีขนาด $a \times b \times d$ ความถี่ของโหมดเรโซแนนท์ (Frequency of Resonant Modes) แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้ [11]

$$\left(\frac{l\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{d}\right)^2 = \left(\frac{\omega_{lmn}}{c}\right)^2 \quad (61)$$

$$\{l, m, n\} = \{0, 1, 2, \dots\}$$

โดยที่ c คือ ความเร็วแสง (Speed of Light)

ω_{lmn} คือ ความถี่ของโหมดเรโซแนนท์ (Resonant Frequency of the Mode)

ตัวห้อย l, m, n คือจำนวนของครึ่งคลื่น (Number of Semi Sinusoidal) ในแนวแกน x, y, z ตามลำดับ เช่นเดียวกับโหมดการแพร่กระจายของคลื่นในท่อนำคลื่นดังที่ได้อธิบายข้างบน ควิตี้ชนิดมัลติโหมดสามารถแบ่งออกเป็นโหมด TE หรือ TM ในโหมดทั้งสองนี้จะมีตัวห้อยท้ายสามตัวคือ l, m, n หากทั้งหมดของ l, m, n ไม่เท่ากับศูนย์ ลักษณะของโหมดภายในควิตี้อาจเป็นได้ทั้ง TE และ TM [12] แต่ถ้า l, m, n ตัวใดตัวหนึ่งเท่ากับศูนย์ลักษณะของโหมดจะเป็น TE หรือ TM อย่างไม่อย่างหนึ่ง แต่ไม่ใช่ทั้งคู่ ทั้งนี้ต้องสัมพันธ์กับเงื่อนไขขอบเขตด้วย กรณีโหมดที่ตัวห้อย l, m, n มีค่าเป็นศูนย์สองตัวหรือมากกว่า ก็ไม่สามารถสอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขตได้

การคำนวณแบบง่ายๆ โดยใช้สมการที่ (4.61) จะทำให้เราทราบจำนวนของโหมด ที่เกิดขึ้นภายในควิตี้ที่ว่างในช่วงความถี่ที่กำหนด ตารางที่ 4.3 แสดงผลการคำนวณเพื่อให้ได้ค่าของโหมดต่างๆ ภายในควิตี้ ที่ใกล้ค่าความถี่ 2.45 GHz และรูปที่ 4.10 แสดงขนาดของสนามสำหรับโหมดที่

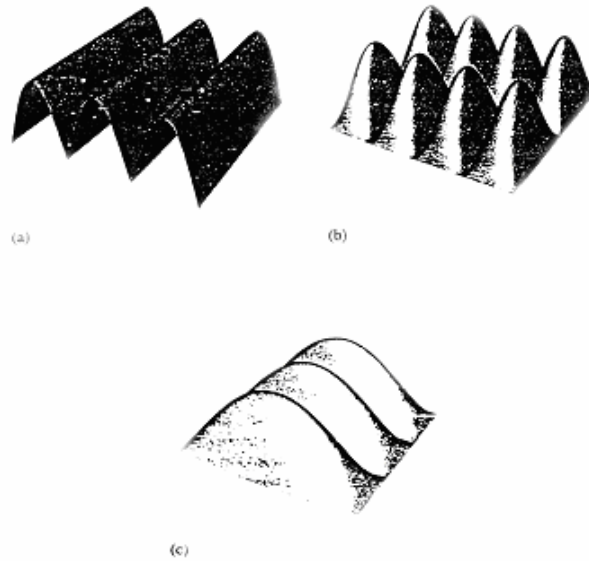
ต่างกันสามโหมด ณ ระบายบริเวณกึ่งกลางของควิตี สนามรวมภายในควิตีก็มาจากผลรวมของคลื่นแต่ละโหมดนั่นเอง

ตารางที่ 4.3 โหมดเรโซแนนซ์ต่างๆ ภายในควิตีที่ว่างในช่วงความถี่ที่กำหนด [1]

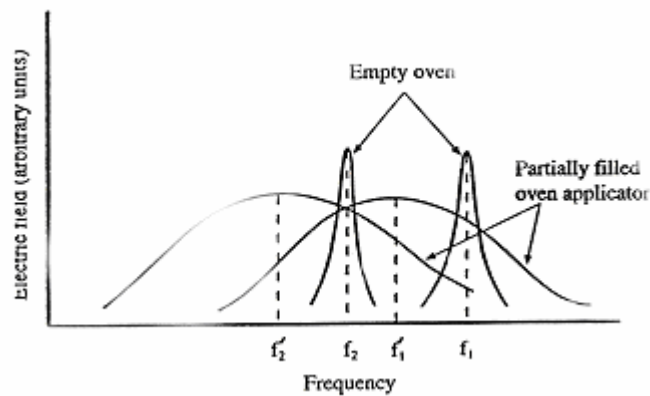
ความถี่, GHz	l	m	n
2.4012	3	0	3
2.4186	4	1	2
2.4459	2	4	1
2.4602	3	1	3
2.4695	0	3	3
2.4808	0	4	2

การออกแบบควิตีเพื่อให้มีจำนวนโหมดภายในควิตีที่ว่างให้มากเข้าไว้ นับว่าเป็นสิ่งที่ดี เพราะประการแรกหลายๆโหมดที่คำนวณได้จากสมการที่ (4.61) อาจไม่ได้เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ ประการที่สอง เมื่อทำการใส่วัสดุหรือโหลดเข้าไปในควิตี ก็เป็นสาเหตุทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงลักษณะของโหมด อีกทั้งหากวัสดุเป็นวัสดุไดอิเล็กตริกหรือวัสดุที่มีคุณสมบัติการดูดซับ ความเข้มของการเกิดเรโซแนนซ์หรือการสั่นพ้องที่แสดงไว้จากสมการที่ (4.61) ก็จะอ่อนลง ดังแสดงในรูปที่ 4.11 ด้วยเหตุนี้การกระจายตัวของสนามจะประกอบด้วยคลื่นหลายๆโหมดที่ซ้อนทับกัน ซึ่งส่งผลต่อค่ากำลังการดูดซับ (Microwave Power Absorbed) ภายในวัสดุ

สำหรับแอปพลิเคชันในระบบไมโครเวฟนั้น จะมีคลื่นที่ไม่แพร่กระจายในบางโหมด โดยเฉพาะบริเวณตำแหน่งของการป้อนคลื่น (Feed Port) ซึ่งคลื่นที่ว่างนี้อาจมีผลหรือไม่มีผลต่อค่ากำลังการดูดซับภายในโหลดก็ได้ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับรูปร่างของควิตีหรือโหลดในระบบนั้นๆ



รูปที่ 4.10 ตัวอย่างรูปร่างของโหมดต่างๆ (a) $l = 0, m = 3$ (b) $l = 4, m = 2$ (c) $l = 3, m = 1$ [1]



รูปที่ 4.11 การเปลี่ยนแปลงลักษณะของโหมดภายในแอปพลิเคชัน [1]

4.9 การวิเคราะห์แบบจำลองของแอปพลิเคชันสำหรับระบบไมโครเวฟ

สมการในรูปแบบง่ายๆที่ให้ไว้ในหัวข้อที่ผ่านมาที่ใช้อธิบายถึงโหมดของคลื่นภายในควาวิตีชนิดมัลติโหมด ซึ่งทำให้ได้ข้อมูลเพียงคร่าวๆ เท่านั้นว่าเกิดอะไรขึ้นภายในควาวิตีนี้ ที่ผ่านมานักวิจัยหลายคนพยายามเสนอแบบจำลองและวิธีหาคำตอบสำหรับปัญหาที่คาบเกี่ยวกันระหว่างแบบจำลองของคลื่นไมโครเวฟและแบบจำลองของสนามความร้อน สำหรับกระบวนการทำความร้อนด้วยไมโครเวฟ

เป็นที่ทราบกันดีว่าสำหรับในกรณีควาวิตีชนิดโหมดเดี่ยวนั้นการวิเคราะห์เรื่องสนามทำได้ง่ายเพียงใช้สมการในรูปแบบง่ายๆ [1] แต่สำหรับควาวิตีชนิดเรโซแนนซ์มัลติโหมดนั้นมีความซับซ้อนกว่ากันมากโดยเฉพาะรูปทรงเชิงเรขาคณิตของทั้ง ตัวโหลด ตัวควาวิตีและสนามคลื่นเอง

เพื่อลดความยุ่งยากในการวิเคราะห์ในรายงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมักพิจารณารูปทรงเชิงเรขาคณิตให้เป็นลักษณะง่ายๆ เช่นพิจารณาให้ตัวภาวดีเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม รวมทั้งโหนดที่ติดตั้งภายในภาวดีนี้ก็เป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมเช่นกัน [1] แม้ว่าผลของคำตอบที่ได้เป็นที่น่าพอใจ แต่อย่างไรก็ตามก็ยังไม่สะท้อนถึงปัญหาที่แท้จริงในทางปฏิบัติ

แม้ว่าผลเฉลยเชิงวิเคราะห์ (Analytical Solution) จากแบบจำลองแบบง่ายๆ จะยังไม่สะท้อนถึงปัญหาที่แท้จริงในทางปฏิบัติ อย่างไรก็ตาม พารามิเตอร์หรือตัวแปรบางตัวที่เป็นพื้นฐานที่มีอิทธิพลต่อระบบสามารถวิเคราะห์ได้ง่าย ในทางตรงกันข้าม ผลเฉลยที่ได้จากระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) สามารถที่จะใช้อธิบายและวิเคราะห์ปรากฏการณ์ที่ซับซ้อนในแบบจำลองแบบที่ซับซ้อนได้ และได้คำตอบที่สะท้อนถึงปัญหาที่แท้จริงในทางปฏิบัติ

4.10 การประยุกต์ใช้แบบจำลองสำหรับวิเคราะห์ปัญหาการให้ความร้อนด้วยไมโครเวฟ

หากพิจารณาการได้มาซึ่งแบบจำลองความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กโดยผ่านสมการแมกซ์เวลล์ ทำให้เรามองต่อไปได้ว่าเราสามารถสร้างแบบจำลองของการให้ความร้อนโดยไมโครเวฟได้เช่นกัน ในหัวข้อย่อยต่อไปนี้จะได้กล่าวถึงแบบจำลองดังกล่าวซึ่งแบ่งออกเป็นสองกรณีดังนี้

- การออกแบบไมโครเวฟบ้าน (Domestic Oven Design)
- การออกแบบไมโครเวฟอุตสาหกรรม (Industrial Oven Design)

4.10.1 การออกแบบไมโครเวฟบ้าน (Domestic Oven Design)

เตาไมโครเวฟบ้านมีการประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายสำหรับกระบวนการให้ความร้อนในเชิงการพัฒนา ได้ทำการเพิ่มระบบเข้าไปเพื่อให้ระบบทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น ไม่ว่าจะเป็นการเพิ่มระบบการหมุน (Turntable) การติดตั้งโบริกวน (Mode Stirrer) และการปรับปรุงระบบการป้อนคลื่นไมโครเวฟ (Feed System) ให้ดีขึ้น โดย การรวมผลของสิ่งเหล่านี้ทำให้ช่วยเพื่อการกระจายตัวที่ดีของคลื่น และการกระจายตัวที่ดีของความร้อนภายในโหนด อย่างไรก็ตามการออกแบบรูปทรงพื้นฐานของเตาไมโครเวฟก็ยังคงเป็นสี่เหลี่ยมและมีป้อนคลื่นทางเดียวโดยไม่เปลี่ยนแปลง ปัจจุบัน มีผลิตภัณฑ์เตาไมโครเวฟหลากหลายที่ได้รับการออกแบบ แต่ก็สามารถทำงานได้ดีที่สุดในสถานภาพใดสถานภาพหนึ่งเท่านั้น ยังคงต้องพัฒนาต่อเพื่อสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในสถานภาพที่หลากหลายมากขึ้น

ได้มีการนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการจำลองระบบ เพื่อทำให้การออกแบบระบบที่เหมาะสมขึ้นแต่ก็ยังมีข้อจำกัดอยู่พอสมควร ถึงแม้ว่ามีรายงานวิจัยที่ตีพิมพ์เผยแพร่เกี่ยวกับการจำลองโดยใช้คอมพิวเตอร์ช่วยสำหรับเตาไมโครเวฟบ้าน [18, 20, 21, 24, 42, 44, 46, 47]

แต่งงานวิจัยเหล่านี้ยังคงจำกัดอยู่กับระบบทำความร้อนด้วยไมโครเวฟขนาดเล็กเมื่อเทียบกับระบบเชิงอุตสาหกรรม นอกจากนี้งานวิจัยส่วนใหญ่ยังเน้นการวิเคราะห์โดยอาศัยแบบจำลองเพียงอย่างเดียว ยังขาดข้อมูลวิจัยเชิงทดลองเพื่อตรวจสอบความถูกต้องจากผลของแบบจำลอง ในอนาคต การใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขรูปแบบใหม่ๆ เพื่อใช้จำลองและวิเคราะห์ปัญหา รวมทั้งการออกแบบ จะเป็นทางเลือกใหม่ของศาสตร์ด้านนี้ โดยประเด็นที่สำคัญสำหรับการออกแบบระบบทำความร้อนด้วยไมโครเวฟที่ควรต้องพิจารณามีดังนี้

การออกแบบตำแหน่งการป้อนไมโครเวฟ จะมีผลอย่างมากต่อการกระจายตัวของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นภายในตู้ไมโครเวฟ การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ช่วย (Computer Simulation) สามารถใช้ศึกษาถึงผลของการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งการป้อนไมโครเวฟภายใต้สภาวะทดสอบต่างๆ ผลจากการศึกษานี้สามารถใช้เป็นประโยชน์ในการออกแบบเพื่อให้ได้ระบบที่ดีที่สุด โดยที่ลดจำนวนการสร้างเครื่องต้นแบบจริง (Prototypes) เพื่อเป็นการประหยัดค่าใช้จ่าย [46, 47]

สำหรับเตาไมโครเวฟบ้านนั้น โดยทั่วไปในการผลิตจะยอมให้มีค่าพิคัดเผื่อ (Tolerances) ในระดับหนึ่ง นั่นหมายถึงจะมีความแตกต่างของรูปแบบความร้อนเล็กน้อยหากมีการใช้เตาไมโครเวฟคนละตัวแม้จะเป็นโมเดลเดียวกัน การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ช่วย สามารถใช้ศึกษาผลกระทบของสิ่งที่กล่าวมานี้ได้รวมถึงการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยของขนาดตัวเตา [48]

การใช้ระบบการหมุน (Turntable) หรือใบกวน (Mode Stirrer) ภายในเตาไมโครเวฟ ส่งผลทำให้การจำลองโดยคอมพิวเตอร์เป็นไปได้อย่างยากลำบากเนื่องจากต้องคำนึงถึงผลของการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ดังกล่าวซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งตามเวลาที่ผ่านไป ซึ่งส่งผลโดยตรงกับการกระจายตัวของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวเตา อย่างไรก็ตามมีงานวิจัยเพียงเล็กน้อยที่รายงานถึงปัญหาที่กล่าวนี้ เนื่องจากความซับซ้อนของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์รวมทั้งขีดความสามารถในการคำนวณของคอมพิวเตอร์ ซึ่งต้องอาศัยเครื่องที่มีความเร็วสูง

4.10.2 การออกแบบไมโครเวฟอุตสาหกรรม (Industrial Oven Design)

เตาไมโครเวฟระดับอุตสาหกรรม เช่น ใช้ในกระบวนการละลายผลิตภัณฑ์แช่แข็งและกระบวนการพาสเจอร์ไรซ์สำหรับการฆ่าเชื้อโรค เป็นต้น ซึ่งในการออกแบบต้องพึงพาการจำลองโดยคอมพิวเตอร์ช่วย เตาไมโครเวฟระดับอุตสาหกรรมนี้มักจะออกแบบให้สอดคล้องกับความต้องการของสายการผลิต และมีข้อจำกัดเกี่ยวกับขนาดและรูปร่างของโหลด เช่นกันเนื่องจากค่าใช้จ่ายในการออกแบบเพื่อให้ได้ระบบที่ดีที่สุดสำหรับเชิงอุตสาหกรรมจะแพงกว่าการออกแบบเตาไมโครเวฟบ้านมาก ดังนั้นการทดสอบหลักการพื้นฐาน แล้วจึงมาขยายสเกลขึ้นไปเป็นระบบขนาดใหญ่ แต่ก็มีความเป็นไปได้ที่จะลดขั้นตอนการสร้างระบบนำร่อง โดยมุ่งเป้าสร้างระบบขนาดใหญ่เลย โดยเฉพาะเมื่อทำการสร้างระบบที่เป็นคาวิตี ชนิดมัลติโหมด การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ช่วยสามารถช่วยแก้ปัญหานี้ได้ในระหว่างขั้นตอนการออกแบบ นอกจากนี้การจำลองโดย

คอมพิวเตอร์ช่วยยังเป็นเครื่องมือที่ทรงคุณค่าสำหรับพิสูจน์กฎพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง และยังใช้สนับสนุนประกอบการทำการขึ้นค่าของจลลิตธิบัติเมื่อมีการออกแบบระบบใหม่ๆ [10]

ความยุ่งยากหลักของการออกแบบเตาไมโครเวฟในเชิงอุตสาหกรรมคือ ขนาดเชิงกายภาพของระบบ ในระบบขนาดใหญ่ หากทำการวิเคราะห์โดยผ่านการจำลองโดยคอมพิวเตอร์ช่วยจะต้องมีจำนวนกริดหรือเอลิเมนต์จำนวนมากเพียงพอ ทั้งนี้เพื่อความเที่ยงตรงของข้อมูลการคำนวณจากแบบจำลอง นั้นหมายความว่าต้องใช้ทรัพยากรหรือค่าใช้จ่ายเพิ่มสำหรับการคำนวณดังกล่าว ผลผลิตจากแบบจำลองโดยคอมพิวเตอร์ช่วยสำหรับควาวิตตี้ที่ใช้ในเชิงอุตสาหกรรมที่เคยรายงานผ่านบทความวิจัยตีพิมพ์ มักจะสมมุติให้โดเมนที่ใช้วิเคราะห์มีลักษณะสมมาตร (Symmetry) หรือมีรูปแบบเฉพาะ เพื่อลดระยะเวลาที่ใช้ในการคำนวณ นอกจากนี้มีการนำคอมพิวเตอร์ความเร็วสูง (Supercomputer) มาช่วยในการคำนวณเพื่อประหยัดเวลา [50] โดยปกติในการคำนวณเราจะไม่กำหนดให้มีจำนวนกริดที่น้อยเกินไป หรือใช้กริดที่หยาบ (Coarse Grid) เพราะส่งผลต่อความแม่นยำของการคำนวณ [51]

สิ่งที่ยุ่งยากอีกประการก็คือ ในกรณีการวิเคราะห์ระบบเชิงอุตสาหกรรม ที่ในการออกแบบจะต้องเกี่ยวข้องกับระบบต่อเนื่อง (Continuous Process) ที่มีผลิตภัณฑ์เคลื่อนที่ผ่านควาวิตตี้หรือเตา โดยการลำเลียงของสายพาน นั้นหมายความว่า การจำลองโดยคอมพิวเตอร์ช่วยกับระบบที่ผลิตภัณฑ์เปลี่ยนตำแหน่งตลอดเวลา จะต้องใช้วิธีหรือเทคนิคพิเศษเข้ามาช่วยเพื่อความถูกต้องของคำตอบ

4.11 สรุป

กล่าวได้ว่าการเข้าใจอย่างสมบูรณ์ของอันตรกิริยาของไมโครเวฟกับวัสดุไดอิเล็กตริกในระหว่างกระบวนการทำความร้อนนับว่าเป็นสิ่งสำคัญอย่างยิ่งสำหรับศาสตร์ทางด้านเทคโนโลยีไมโครเวฟในการทำความร้อน ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงภาพรวมของทฤษฎีสนามแม่เหล็กไฟฟ้า วิธีการสร้างแบบจำลองแบบต่างๆ รวมทั้งพื้นฐานการออกแบบระบบทำความร้อนด้วยไมโครเวฟในลักษณะต่างๆ

รายการสัญลักษณ์

<i>c</i>	ความเร็วแสง (Speed of Light, 3×10^8) m/s
<i>B</i>	ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux Density)
<i>D</i>	ความหนาแน่นฟลักซ์ไฟฟ้า (Electric Flux Density) C/m ²
<i>E</i>	ความเข้มสนามไฟฟ้า (Electric Field Strength) V/m
<i>f</i>	ความถี่ (Frequency) Hz
<i>H</i>	ความเข้มสนามแม่เหล็ก (Magnetic Field Strength) A/m

$\hat{i}, \hat{j}, \hat{k}$	เวกเตอร์ระบบพิกัดฉาก (Cartesian Unit Vector)
j	$\sqrt{-1}$
J	ความหนาแน่นกระแส (Current Density) A/m^2
J_t	ความหนาแน่นกระแสรวม (Total Current Density) A/m^2
n	เวกเตอร์ตั้งฉากพื้นผิว (Normal Vector to a Surface)
q	ความหนาแน่นประจุไฟฟ้า (Charge Density)
Q	ความหนาแน่นกำลัง (Power Density) W/m^2
t	เวลา (Time)
V	ความต่างศักย์ไฟฟ้า (Voltage)

สัญลักษณ์ภาษากรีก

α	ค่าคงที่การลดทอน (Attenuation Constant) Np/m
β	ค่าคงที่เฟส (Phase Constant) Np/m
γ	ค่าคงที่การแพร่กระจาย (Propagation Constant)
ϵ	คุณสมบัติไดอิเล็กตริก (Permittivity, $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$) F/m
ϵ'	ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative Dielectric Constant)
ϵ''	ค่าคงที่การสูญเสียสัมพัทธ์ (Relative Dipolar Loss Factor)
ϵ''_{eff}	ค่าประสิทธิภาพการสูญเสียสัมพัทธ์ (Relative Effective Loss Factor)
ϵ_0	ค่าเปอร์มิตติวิตีในที่ว่าง (Permittivity of Free Space, 8.854×10^{-12}) F/m
ϵ_r	คุณสมบัติไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative Permittivity, $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''_{eff}$)
Γ	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient)
μ	ค่าการซึมผ่าน (Permeability, $\mu = \mu_0 \mu_r$) H/m
μ_0	ค่าการซึมผ่านในที่ว่าง (Permeability of Free Space, $4\pi \times 10^{-7}$) H/m
μ_r	ค่าการซึมผ่านสัมพัทธ์ (Relative Permeability)
σ	ค่าการนำไฟฟ้า (Electric Conductivity) S/m
ω	ความถี่เชิงมุม (Angular Frequency) rad/s
δ	ค่าระยะความลึกเชิงผิว (Skin Depth) m
δ_p	ระยะความลึกเชิงกำลัง (Penetration Depth) m
Δ_p	ค่าระยะความลึกเชิงกำลัง

เอกสารอ้างอิง

- [1] Datta, K. and Ramaswamy C. Anantheswaran. Electromagnetics: “Fundamental Aspects and Numerical Modeling.” Handbook of Microwave Technology for Food Applications .Marcel Dekker, Inc. New York. Basel, 1-31, (2001).
- [2] Arthur Von Hippel. “Dielectrics and Waves.” Wiley, New York, (1954).
- [3] Metaxas, A.C., “Foundations of Electro Heat.” A Unified Approach. John Wiley and Sons Ltd., Chichester, UK, (1996).
- [4] Ayappa, K.G., Davis, H.T., Crapiste, G., Davis, E.A., and Gordon, J. “Microwave Heating: An Evaluation of Power Formulations.” Chemical Engineering Science, 46(4), 1005-1016, (1991).
- [5] Ayappa, K.G., Davis, H.T., Davis, E.A., and Gordon, J., “Analysis of Materials with Temperature Dependent Properties.” AIChE Journal, 37(3), 313-322, (1991).
- [6] Fu, W., and Metaxas, A.C., “A Mathematical Derivation of Power Penetration dpth for Thin Lossy Materials.” Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy, 27(4), 217-222, (1992).
- [7] Ehlers, R.A., Dibben, D.C., and Metaxas, A.C., “The Effect of Wall Losses in the Numerical Simulation of Microwave Heating Problems”. Submitted to Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy. (1999).
- [8] Rismam, P.O., and Ohlsson, T., “2450 mHz Microwave Heating Distributions in Food Material Slabs and Cylinders.” In KEMA 26-29 Sept. Arnhem, The Netherlands, (1989).
- [9] Collin, R.E., “Foundations for Microwave Engineering”. McGraw-Hill, New York, (1992).
- [10] Bows, J.R., Patrick, M.L., Dibben, D.C., and Metaxas, A.C., “Computer Simulation and Experimental Validation of Phase Controlled Microwave Heating. In Microwave and High Frequency Heating”. Fermo, Italy, 23-26, (1997).
- [11] Metaxas, A.C., and Meredith, R.J., “Industrial Microwave Heating”. Number 4 in IEE Power Engineering Series. Peter Peregrinus Ltd., London, (1983).
- [12] Turner, R.F.B., Voss, W.A.G., Tinga, W.R., And Baltes, H.P., “On the Counting of Modes in Rectangular Cavities”. Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy, 19(3),199-208, (1984).

- [13] Ppaoloni, F., "Calculation of Power Deposition in a Highly Over Mode Rectangular Cavity with Dielectric Loss". *Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy*, 24(1),21-32, (1989).
- [14] Lorenson, C., and Gallerneault, C., "Numerical Methods for the Modeling of Microwave fields". In D.E. Clark, F.D. Gac, and W.H. Sutton, Eds., *Symposium on Microwaves: Theory and Application in Materials Processing*, American Ceramic Society, 193-200, (1991).
- [15] Silvester, P., and Ferrar, R., "Finite Elements for Electrical Engineers". Cambridge University Press, Cambridge, UK, 3rd ed., (1997).
- [16] Yee, K.S., "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problem Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 14, 302-307, (1966).
- [17] Taflove, A., Review of the Formulation and Applications of the Finite Difference Time Domain Method for Numerical Modeling of Electromagnetic Wave Interactions with Arbitrary Structure. *Wave Motion*, 10, 547-582, (1988).
- [18] Desai, R.A., Lowery, A.J., Christopolos, C., Naylor, P., Blanshard, J.M.V., and Gregson, K., "Computer Modeling of Microwave Cooking Using the Transmissionline Model". *IEE Proceedings A*, 139(1), 30-38, (1992).
- [19] Sundberg, M., "Moment method and FDTD Analysis of Industrial Microwave Ovens. In *Microwave and High Frequency Heating*, Fermo, Italy, 19-22, (1997).
- [20] Lui, F., Turner, I., and Bialkowski, M., "A Finite Difference Time Domain Simulation of Power Density Distribution in a Dielectric Loaded Microwave Cavity". *Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy*, 29(3),138-148, (1994).
- [21] Lizhuan, M., Dominique-Lynda Paul, Nick Potheary, Chris Railton, John Bows, Lawrence Barratt, Jim Mullin, and David Simons. "Experimental Validation of a Combined Electromagnetic and Thermal FDTD Model of a Microwave Heating Process". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 43(11), 2565-2572, (1995).
- [22] Sundberg, M, Risman, P., Kildal, P.S., and Ohlson, T., "Analysis and Design of Industrial Microwave Ovens Using the Finite Difference Time Domain method." *Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy*, 31(3), 142-157, (1996).
- [23] Richard Holland. "Pitfalls of Staircase Meshing". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 35(4), 434-439, (1993).

- [24] Iwabuchi, K., Tetsuo Kubota, Tatsuya Kashiwa, and Hiroaki Tagashira. "Analysis of Electromagnetic Fields Using the Finite Difference Time Domain Method in a Microwave Oven Loaded with High Loss Dielectric". *Electronics and Communications in Japan*, 78(7), 41-50, Translated from *Denshi Joho Tsushin Gakkai Ronbunshi*, 78-C-I (2), (1995).
- [25] Krishnaiah, K.M., and Railton, C.J., "A Stable Subgridding Algorithm and its Application to Eigen Value Problems". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 47(5), 620-628, May (1999).
- [26] Railton, C.J., and Schneider, J.B., "An Analytical and Numerical Analysis of Several Locally Conformal Feted Schemes". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 47(1) 56-66, January (1999).
- [27] Dey, S., and Mittra, R., "A Conformal Finite Difference Time Domain Technique for Modeling Cylindrical Dielectric Resonators". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(9), 1737-1739, September (1999).
- [28] Zhao, H., and Turner, I.W., "An Analysis of the Finite Difference Time Domain Method for Modeling Microwave Heating of Dielectric Materials within a Three Dimensional Cavity System". In *Scientific and Industrial RF and Microwave Applications Conference*, Melbourne, Australia, 9-10 Jul, (1996).
- [29] BOSSAVIT, A., "Solving Maxwell Equation in a Closed Cavity, and the Question of Spurious Modes." *IEEE Transactions on Magnetic*, 26(2), 702-705, (1990).
- [30] Bossavit, A., "Computational Electromagnetism: Variational Formulations, Complementarity, Edge Elements". Academic Press, San Diego, (1998).
- [31] Dibben, D., "Numerical and Experimental Modeling of Microwave Applicators." PhD thesis, Cambridge University, (1995).
- [32] Dibben, D., and Metaxas, A.C., "Frequency Domain vs. Time Domain Finite Element methods for Calculation of Fields in Multimode Cavities". *IEEE Transactions on Magnetism*, 32(2), 1468-1471, (1997).
- [33] Bossavit, A., "Uniqueness of Solution of Maxwell Equations in the Loaded Microwave Oven, and How it May Fail to Hold. In *Microwave and High Frequency Heating*". Cambridge, England, (1995).
- [34] Dibben, D., and Metaxas, A.C., "Time Domain Finite Element analysis of Multimode microwave Applicators." *IEEE Transactions on Magnetism*, 32(3):942-945, (1996).

- [35] Dibben, D., and Metaxas, A.C., "Finite Element Time Domain Analysis of Multimode Applicators Using Edge Elements". *Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy*, 29(4), 242-251, (1994).
- [36] Hano, M., and Itoh, T., "Three-dimensional Time-domain Method for Solving Maxwell's Equations Based in Circumcenters of Elements". *IEEE Transactions on Magnetics*, 32(3), 946-949, (1996).
- [37] Iskander, M.F., Smith, R.L., Andrade, A.O.M., Kimrey, H., and Walsh, L.M., "FDTD Simulation of Microwave Sintering of Ceramics in Multimode Cavities." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 42(5), 793-800, (1994).
- [38] Iwabuchi, I., Tetsuo Kubota, Tatsuya Kashiwa, and Hiroahi Tagashira. "Analysis of Electromagnetic Fields in a Waveguide Feed Microwave Oven by FD-TD Method". In *Japanese Electronic, Information and Communication Society Spring Meeting*, 2, 546, (1994).
- [39] Sundberg, M., "Quantification of Heating Uniformity in Multi-applicator Tunnel Ovens. In *Microwave and High Frequency Heating*". St John's College Cambridge, England, September 17-21, (1995).
- [40] Hugo, M., and Metaxas, A.C., "Domain Decomposition with Electromagnetic Finite Element Analysis." In *Microwave and High Frequency Heating*, Fermo, Italy, 27-30, (1997).
- [41] Hugo, M., and Metaxas, A.C., "Domain Decomposition and Parallel Processing in Microwave Applicator design". In *11th International Conference on Domain Decomposition Methods*, Greenwich, UK, 537-542, (1999).
- [42] David, D., and Metaxas, A.C., "Finite Element Analysis of Multimode Cavities with Coupled Electrical and Thermal Fields". In *29th IMPI Microwave Power Symposium*, Chicago. 25-27 July, (1994).
- [43] Ralf, H., "Multigrid Method for maxwell's equations". *SIAM Journal of Numerical Analysis*, 36(1), 204-225, (1999).
- [44] Seung, W.L., Hong, B.L., Hyun, K.J., Song-yop Hahn, PanSeok Shin, Changyul Cheon, and Jong-Chull Shon. "3D Analysis of a Microwave Oven Using Vector Finite Element Methods". In *CEFC, Okayama, Japan*, (1996).
- [45] Adriano, P., and Vadim, V. Y., "Modeling and Industry: A time to Cross". *Microwave World*, 20(2), 14-19, September (1999).

- [46] Akira, A., and Takashi, K., "Electromagnetic Wave a Analysis in Developing Microwave ovens." Technical Report, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., February 41 (1), (1995).
- [47] Koji, I., Tetsuo, K., and Kashiwa, T., "Analysis of Electromagnetic Fields in a Mass-Produced Microwave Oven Using Finite Difference Time Domain Method". *Journal Microwave Power and Electromagnetic Energy*, 31(3), 188-196, (1997).
- [48] Gaetano, B., Samanta, B., Paolo, B., and Gabriela, F., "Sensitivity of FD-TD Simulations to Small Mesh Modifications in Microwave Oven Designs". In *Microwave and High Frequency Heating*, Fermo, Italy, 60-63, (1997).
- [49] Magnus, S., "Simulation of Sterilization and Pasteurization in Multimode Applicators". In *29th IMPI Microwave Power Symposium*, Chicago. July 25-27, (1994).
- [50] Bellanca, G., Golfieri, G., Bassi, P., and Falciasecca, G., "Evaluation of Dissipated Power in Microwave Dielectric Ovens by FD-TD". In *Microwave and High Frequency Heating*, Cambridge, England, (1995).
- [51] Burfoot, D., Railton, C.J., Foster, A.M., and Reavell, S.R., "Modelling the Pasteurisation of Prepared Meals with Microwaves at 896 MHz". *Journal of Food Engineering*, 30, 117-133, (1996).
- [52] Richadd, M., Keefer and Mel D. Ball. "Improving the Final Quality of Microwave Foods". *Microwave World*, 13(2), 14-21, (1992).
- [53] Harry, A.R., and Aaron L. Brody. Visions, "Realities and Myths About Packaging for Heating Food in microwave Ovens". In *28th IMPI Microwave Power Symposium*, Montreal. July 11-14, (1993).
- [54] Jin, J.M., Volakis, J.L., Yu, C.L., and Woo, A.C., "Modeling of Resistive Sheets in Finite Element Solution". *IEEE Transactions an Antennas and Propagation*, 40(6), 727-731, June (1992).
- [55] Ratanadecho, P., "Microwave Heating Using a Rectangular Wave Guide", Ph.D Thesis, Nagaoka University of Technology, Japan, (2002).