

โครงการ

MMDS Down Converter



ปริญญาโทฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม
คณะ วิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ปีการศึกษา 2536
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแบบลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญยานิพนธ์ MMDS Down Converter

โดย นาย สันติพงศ์ ทองสาย
 นาย แสงสว่าง ภคพงศ์พันธ์
 นาย อนันท์ อนันตสมบูรณ์

อาจารย์ที่ปรึกษา อ. กฤตากร กล่อมการ

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2536

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้
 ปริญยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญยานิพนธ์



----- ประธานกรรมการ
 ()

----- กรรมการ
 ()

----- กรรมการ
 ()

----- กรรมการ
 ()

----- กรรมการ
 ()

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน (เพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาต) ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2536

MMDS Down Converter



อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. กฤดากร กล่อมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Down Converter สำหรับระบบ MMDS

โดย

นาย สันติพงศ์ ทองสาย
นาย แสงสว่าง ภคพงศ์พันธุ์
นาย อนันท์ อนันตสมบูรณ์
อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. กฤดากร กลุ่มการ
ปีการศึกษา 2536

บทคัดย่อ

การนำประโยชน์ของความถี่ย่านความถี่ไมโครเวฟมาใช้งานมีมากขึ้นในทุกวันนี้ รวมถึงทางด้านการออกอากาศสัญญาณโทรทัศน์ก็เช่นกันได้นำความถี่ย่านนี้มาใช้ในการแพร่สัญญาณภาพโทรทัศน์ในระบบที่เรียกว่า MMDS ซึ่งกำลังเป็นที่นิยมในประเทศ กำลังพัฒนา ในปริญญาโทฉบับนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อให้รู้แนวทางในการทำงานและหลักการออกแบบตัวรับและแปลงสัญญาณระบบนี้ซึ่งเรียกว่า Down Converter สำหรับระบบ MMDS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MMDS DOWN CONVERTER

BY

MR. SUNTIPONG THONGSAI

MR. SANGSAWANG PAKAPHONPHAN

MR. ANAN ANANTASOMBON

ADVISER

MR. KITDAKORN KROMKAN

1ST SEMESTER, 1993

ABSTRACT

Microwave frequency has been available increased, today. Television Broadcasting has used microwave frequency which is called MMDS, populated in developing countries now. In this paper discuss about how to understand MMDS Down Converter circuits and Designing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

คำนำ	1
1.ทฤษฎี S-Parameters	3
2.Small-signal and narrowband amplifier	24
3.Microwave striplines	43
4.Microwave Oscillator circuits and Oscillator design	59
5.Microwave mixer design	72
6.การปฏิบัติการสร้างและทำการทดลอง สรุปและผลที่ได้รับจากโครงการ	128 141



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

นับตั้งแต่หลังสงครามโลกครั้งที่ 2 เป็นต้นมาการพัฒนาทางด้านการนำความถี่ย่าน MICROWAVE มาใช้ประโยชน์มีมากขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งก่อนหน้านี้มีแต่การนำความถี่ย่านนี้มาใช้ทางด้านทหารเท่านั้น (ใช้ในด้านการบินภัยทางอากาศ RADAR SECURITY) หรือมีเพียงการวิจัยในวงแคบๆตามสถาบันวิจัยและสถาบันการศึกษาระดับสูง ในยุคแรก ๆ อุปกรณ์ MICROWAVE จะอยู่ในรูปแบบของ WAVEGUIDES, COAXIAL LINES, หรือ STRIP LINES ในปัจจุบันการพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านวงจรรวม (INTEGRATED CIRCUITS) ได้ถูกนำมาใช้ในงานทางด้านความถี่ MICROWAVE ทำให้มีขนาดและน้ำหนักลดลง ราคาของอุปกรณ์ลดลงทำให้การพัฒนาเป็นไปอย่างรวดเร็ว สำหรับปัจจุบันนี้วงจร MICROWAVE สามารถแบ่งได้เป็น 3 กลุ่มดังนี้

MDC (MICROWAVE DISCRETE CIRCUITS) เป็นวงจรซึ่งอุปกรณ์ต่าง ๆ แยกจากกันและเชื่อมต่อโดยลวดตัวนำ วงจร MDC ยังคงใช้กันอยู่ในด้านระบบและอุปกรณ์ MICRO WAVE กำลังสูง

MMIC (MICROWAVE MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS) เป็นวงจรประกอบด้วย SIGLE-CRYTAL CHIP อุปกรณ์ PASSIVE , ACTIVE ต่ออยู่ภายในPACKEGE คำว่า MONOLITHIC เป็นคำที่มาจากคำในภาษากรีกคือ MONO ซึ่งหมายถึง SIGLE ในภาษาอังกฤษ และคำ LITHOS ซึ่งหมายถึง STONE ในภาษาอังกฤษ MMICใช้ในงานต่างๆ เช่น ระบบ SATELLITE COMMUNICATION และ ระบบ AIRBORN RADAR เนื่องจากประกอบด้วยอุปกรณ์จำนวนมาก

MIC (MICROWAVE INTEGRATED CICUITS) เป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ PASSIVE และ ACTIVE ซึ่งผลิตโดยขบวนการ SUCCESSIVE DIFFUSION บน SEMI-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CONDUCTOR SUBSTRATE ในรูปแบบของ MONOLITHIC หรือ HYBRID

โครงการนี้เป็นวงจร DOWN CONVERTER สำหรับระบบ MMDS (MULTI-CHANNEL MULTI-POINT DISTRIBUTION SYSTEM) ซึ่งการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในระบบนี้สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงจะถูก MODULATED เป็น Carrier ของภาพและเสียงในระบบโทรทัศน์ปกติ จากนั้นทวีคูณความถี่ขึ้นในย่าน MICROWAVE และแพร่กระจายคลื่นออกอากาศในลักษณะรอบทิศทาง ดังนั้นทางภาครับจะต้องทำการลดความถี่ลงให้อยู่ในช่องสัญญาณที่โทรทัศน์ปกติสามารถรับได้ ส่วนประกอบหลักๆของวงจร DOWN CONVERTER จะประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณย่านความถี่ MICROWAVE ที่รับได้จากสายอากาศ, วงจร OSCILLATOR, วงจร MIXER , และวงจรขยายความถี่ย่าน UHF สำหรับโครงการนี้จะเน้นด้านกาแนะนำเสนอทางด้านการหลักการทำงานและการออกแบบ Down converter ชนิดนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ทฤษฎี S-Parameters

ในการออกแบบโมดูล Microwave หรือ Subsystems อุปกรณ์ Active และ Passive จะต้องต่อเข้าด้วยกันภายใน โดยทั่วไปอุปกรณ์ Solid-state จะอยู่ในรูปของ 2 ports โดยจะใช้ S-Parameters ในการออกแบบส่วนของ Matching networks จากทฤษฎี Network อุปกรณ์ 2-port ซึ่งแสดงในรูปที่ 1-1 สามารถที่จะบรรยายในกลุ่มของ Parameter เช่น H , Y และ Z

H Parameters :

$$\begin{aligned} V_1 &= h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \\ I_1 &= h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \end{aligned}$$

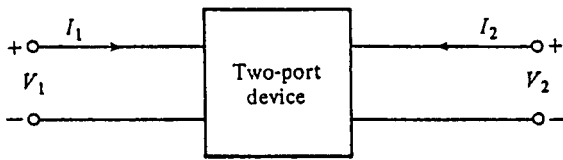
Y Parameters :

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11} V_1 + y_{12} V_2 \\ I_2 &= y_{12} V_1 + y_{22} V_2 \end{aligned}$$

Z Parameter :

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \\ V_2 &= z_{12} I_1 + z_{22} I_2 \end{aligned}$$

Parameter ทั้งหมดนี้สัมพันธ์กับผลรวมของแรงดันและกระแสที่แต่ละ Port ของ 2 Port network ตัวอย่างเช่น



Two-port network.

รูปที่ 1-1

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2 = 0} \quad \text{Short circuit}$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1 = 0} \quad \text{Open circuit}$$

อย่างไรก็ตามถ้าความถี่อยู่ในย่านไมโครเวฟ H, Y และ Z Parameters ไม่สามารถวัดได้อันเนื่องมาจากสาเหตุดังต่อไปนี้

1. ยังไม่มีเครื่องมือที่สามารถวัดแรงดันและกระแสรวมที่ความถี่ไมโครเวฟที่ Port ของ Network
2. เป็นการยากที่จะแยกแยะระหว่าง Open circuit และ Short circuit ที่ความถี่ไมโครเวฟ
3. อุปกรณ์ประเภท Active เช่น power transistors และ Tunnel diodes ไม่สามารถที่จะอยู่ในสภาวะ Short หรือ Open circuit ได้

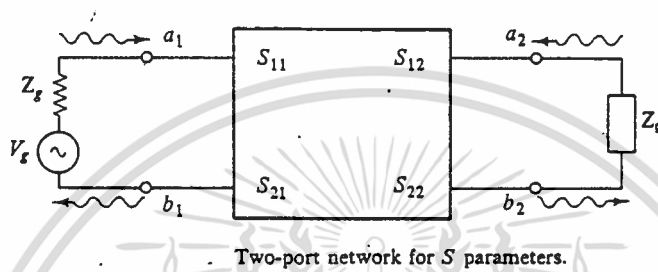
ดังนั้นคุณสมบัติใหม่เพื่อจะแก้ปัญหาเหล่านี้ก็โดยอาศัย Travelling wave แทนแรงดันและกระแสรวม คือ Scattering parameters หรือ S-Parameters ซึ่งแสดงโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

รูปที่ 1-2 แสดง S-Parameters ของ 2-Port network



Two-port network for S parameters.

รูปที่ 1-2

S-Parameter Matrix

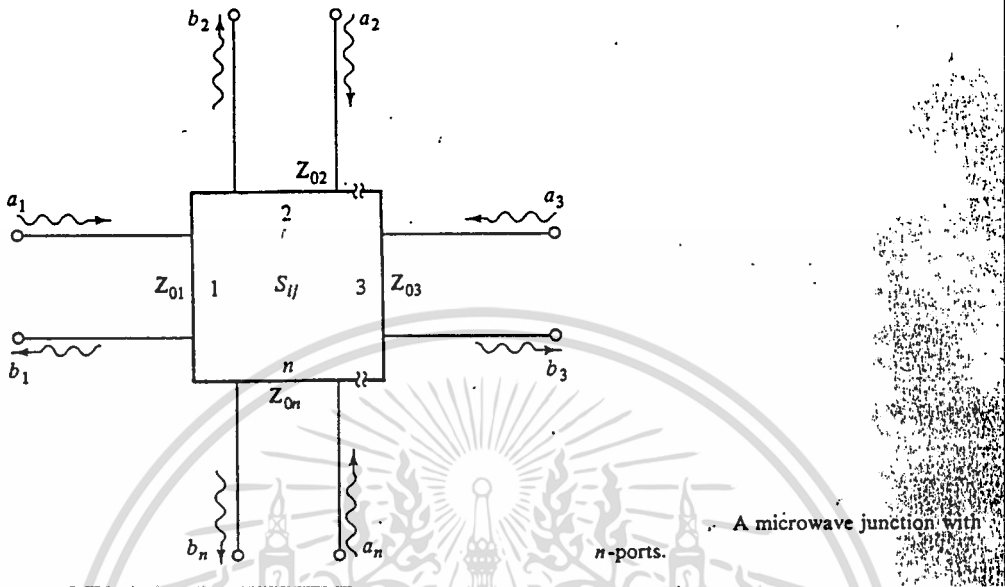
ส่วนนี้จะอธิบายถึง S-Parameter matrix และ คุณสมบัติโดยทั่วไปที่สามารถประยุกต์เป็น N-Port device ในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งมี Junction อยู่ n ports ในรูปของ transmission line ที่ปราศจากการสูญเสียดังแสดงในรูปที่ 1-3 โดยที่ a_j คือ คลื่นที่พุ่งเข้าหา Junction และ b_i คือ คลื่นที่สะท้อนออกมาจาก Junction จากทฤษฎีของ Transmission line คลื่นทั้งสองจะมีความสัมพันธ์กันดังนี้

n

$$b_i = \sum_j s_{ij} a_j \quad \text{สำหรับ } i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (1-1)$$

j

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1-3

$$b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}$$

$n \times n$ matrix S คือ Scattering matrix เขียนโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & S_{n3} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix}$$

สัมประสิทธิ์ $s_{11}, s_{12}, \dots, s_{nn}$ เรียกว่า Scattering parameters (S-parameter)

คุณสมบัติของ S-parameters

1. คุณสมบัติ Symmetry สถานะ Symmetry จะเกิดขึ้นเมื่อไม่มี Active devices ที่ Junction จะมีเฉพาะอุปกรณ์ Linear passive โดยจะทำให้ s-parameter เท่ากับ Transposes ของมันดังนี้

$$S = \tilde{S}$$

โดยที่ $\tilde{S} = S_{ij} = S_{ji}$, \tilde{S} คือ Transpose ของ matrix S

สถานะคงที่ (Steady - state) ของ กระแสและแรงดันรวมที่ Kth Port คือ

$$V_k = V_k(+) + V_k(-)$$

$$I_k = \frac{V_k(+)}{Z_{ok}} - \frac{V_k(-)}{Z_{ok}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ดังนั้น แรงดันที่พุ่งเข้าหาและแรงดันที่สะท้อนออกมาที่ Kth Port คือ

$$V_k(+) = \frac{1}{2}(V_k + Z_{ok}I_k)$$

$$V_k(-) = \frac{1}{2}(V_k - Z_{ok}I_k)$$

กำลังเฉลี่ยของแรงดันที่พุ่งเข้าหา (Complex) ของ Kth Port คือ

$$\frac{1}{2}V_k I_k^* = \frac{[V_k(+)]^2}{2Z_{ok}^*}$$

ค่า Normalized ของแรงดันที่พุ่งเข้าหาและสะท้อนออกมาที่ Kth port สามารถกำหนดเป็น

$$a_k = \frac{V_k(+)}{\sqrt{Z_{ok}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_k}{\sqrt{Z_{ok}}} + \sqrt{Z_{ok}I_k} \right)$$

$$b_k = \frac{V_k(-)}{\sqrt{Z_{ok}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_k}{\sqrt{Z_{ok}}} - \sqrt{Z_{ok}I_k} \right)$$

ถ้า characteristic Impedance คือค่า Normalized ดังนั้น $\sqrt{Z_{ok}} = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_k = a_k + b_k$$

$$I_k = a_k - b_k$$

$$a_k = \frac{1}{2}(V_k + I_k)$$

$$b_k = \frac{1}{2}(V_k - I_k)$$

ดังนั้นสมการ Voltage เป็น

$$V_k = \sum_j^n Z_{kj} I_j \quad \text{สำหรับ } k = 1, 2, 3, \dots, n$$

จะได้

$$a_k = \frac{1}{2} \sum_j (Z_{kj} + S_{kj}) I_j \quad (1-14)$$

$$b_k = \frac{1}{2} \sum_j (Z_{kj} - S_{kj}) I_j \quad (1-15)$$

ที่ S_{kj} คือ Kronecker delta ซึ่งกำหนดโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k_j = \begin{cases} 1 & \text{ถ้า } k=j \\ 0 & \text{ถ้า } k \neq j \end{cases}$$

ในรูปแบบ Matrix สมการ(1-14)และ(1-15)สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= \frac{1}{2}(\mathbf{Z} + [\mathbf{I}])\mathbf{I} \\ \mathbf{b} &= \frac{1}{2}(\mathbf{Z} - [\mathbf{I}])\mathbf{I} \end{aligned} \quad (1-19)$$

โดยที่ \mathbf{a} และ \mathbf{b} เป็น Column matrices และ $[\mathbf{I}]$ คือ matrix เอกลักษ์ (Identity matrix) ดังนั้น Impedance matrix \mathbf{z} และ matrix เอกลักษ์ $[\mathbf{I}]$ จะเป็น Square matrices ($n \times n$) matrix $(\mathbf{Z} - [\mathbf{I}])$ ก็จะเป็น matrix ขนาด ($n \times n$) และจะได้ Inverse คือ

$$\mathbf{I} = 2(\mathbf{Z} + [\mathbf{I}])^{-1} \mathbf{a}$$

สมการ(1-19)กลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b = (Z - [I])(Z + [I]) a$$

เปรียบเทียบสมการ(1-19)ด้วยสมการ(1-3) Matrix S สามารถเขียนได้เป็น

$$S = (Z - [I])(Z + [I])^{-1}$$

ให้ matrix p และ q กำหนดดังนี้

$$P = Z - [I]$$

$$Q = Z + [I]$$

(1-24)

ดังนั้น Impedance matrix Z คือ Symmetric matrix P และ Q เป็น Symmetric และมีคุณสมบัติ commutative ดังนี้

$$PQ = QP$$

คูณด้วย Q^{-1} ทั้งสองข้าง

$$Q^{-1}PQQ^{-1} = Q^{-1}QPQ^{-1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$Q^{-1}P = PQ^{-1} = S$$

transpose S ของ S คือ

$$S = Q^{-1}P = PQ^{-1} = Q^{-1}P = PQ^{-1} = S$$

หมายความว่าเทอมของ S_{ij} และ S_{ji} ของ S matrix เท่ากันดังนั้น matrix S จึงมี Symmetry

คุณสมบัติ Unity

คุณสมบัติ Unity ผลบวกของผลคูณของแต่ละเทอมของแถวหนึ่งหรือ column ใน column หนึ่งของ matrix S ที่คูณด้วย Complex conjugate ของมันเอง คือ จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง (Unity)

$$\sum_{i=1}^n S_{ij} S_{ij}^* = 1 \text{ สำหรับ } j = 1, 2, 3, \dots, n$$

$$\sum_{i=1}^n S_{ij} S_{ij}^* = 1 \text{ สำหรับ } j = 1, 2, 3, \dots, n$$

จากหลักการสงวนพลังงานถ้าอุปกรณ์ไมโครเวฟไม่มีการสูญเสียและเกิดการ Matched พลังงานอินพุตจะเท่ากับพลังงานเอาต์พุต คลื่นที่พุ่งเข้าหาและคลื่นที่สะท้อนออกมาจะมีความสัมพันธ์กับแรงดันที่พุ่งเข้าหาและแรงดันที่สะท้อนออกมา โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a = \frac{V(+)}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b = \frac{V(-)}{\sqrt{Z_0}}$$

จะได้

$$\text{Incident power} = P(+) = \frac{1}{2} a a^* = \frac{1}{2} [a]^2$$

$$\text{Reflected power} = P(-) = \frac{1}{2} b b^* = \frac{1}{2} [b]^2$$

เมื่อไม่มีการสูญเสียของแหล่งกำเนิด และสมมติให้คลื่นมีหน่วยเป็น Voltage ที่พุ่งเข้าไปยัง port 1 ของ Junction n-port และไม่มีคลื่นแรงดันเข้าไปยัง Port อื่นๆ อีก ดังนั้น Power input กำหนดให้เป็น

$$P_{in} = a_1 a_1^* = [a_1]^2$$

ซึ่งเท่ากับ Power output ที่ออกจาก ith port นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{in} = a_1 a_1 = P_{out} = \sum_i^n b_i b_i = b_1 b_1 + b_2 b_2 + \dots + b_n b_n$$

ดังนั้น $b_i = S_{i1} a_1$

$$a_1 a_1 = (s_{11} a_1)(s_{11} a_1) + (s_{21} a_1)(s_{21} a_1) + \dots + (s_{n1} a_1)(s_{n1} a_1)$$

นั่นคือ

$$1 = s_{11} s_{11} + s_{21} s_{21} + \dots + s_{n1} s_{n1}$$

หรือ

$$1 = \sum_i^n s_{ij} s_{ij} = \sum_i^n |s_{ij}|^2 \quad \text{สำหรับ } j = 1, 2, 3 \quad (1-38)$$

ดังนั้น s_{ij} คือ Symmetric

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1 = \sum_j^n s_{ij} s_{ij} = \sum_j^n |s_{ij}|^2 \quad \text{สำหรับ } j = 1, 2, 3$$

สำหรับ junction ที่มีการสูญเสีย power ที่สูญเสียที่ junction คือ

$$P_{diss} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^n (a_n a_n - b_n b_n)$$

สามารถแสดงได้เป็น

$$\sum_{n=1}^n a_n a_n = \mathbf{a} \mathbf{a} \quad (1-41)$$

และ

$$\sum_{n=1}^n b_n b_n = \mathbf{a} \mathbf{S} \mathbf{S} \mathbf{a} \quad (1-42)$$

สมการ (1-41) และ (1-42) เทอมทางด้านขวามือเป็น matrix ขนาด 1x1 หรือเป็นแต่จำนวนตัวเลข ดังนั้น power ที่สูญเสียที่ junction คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{diss} = \frac{1}{2} \mathbf{a} (1 - \mathbf{S}\mathbf{S}^*) \mathbf{a}^*$$

คุณสมบัติ Zero Property

ในสถานะของ zero นั้นคือ ผลบวกของผลคูณของแต่ละเทอมในแถวใดๆ หรือ column ใดๆ คูณด้วย complex conjugate ในเทอมของแถวอีกแถวหนึ่งหรืออีก column หนึ่ง คือ

$$\sum_j^n s_{ik} s_{ij}^* = 0 \quad \text{สำหรับ } k = j \quad k = 1, 2, 3, \dots, n$$

$$j = 1, 2, 3, \dots, n$$

โดยทั่วไปแล้วคลื่นที่พุ่งเข้าไปและคลื่นที่สะท้อนอาจจะออกที่แต่ละ n-port ดังนั้น incident power และ reflected power สำหรับการสูญเสียที่ junction คือ

$$\sum_j^n a_j a_j^* = \sum_i^n b_i b_i^* \quad (1-45)$$

ลบสมการที่ (1-1) ด้วย complex conjugate ของมันในสมการที่ (1-24) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_j^n a_j a_j^* = \sum_j^n (\sum_i s_{ij} s_{ij}^*) a_j a_j^* + \sum_k \sum_j (\sum_i s_{ik} s_{ij}^*) a_k a_j^*$$

$$a_k a_j^* + \left[\sum_j \sum_i (\sum_k (s_{ik} s_{ij}^*) a_k a_j^* \right] \quad (1-46)$$

โดยที่ขีดบน \sum' เป็นตัวชี้ในกรณี $k=j$ เทอมแรกของด้านขวามือของสมการ (1-45) สามารถทำให้ง่ายโดยใช้สมการที่ (1-38) ใน 2 เทอมสุดท้ายของสมการ ด้วยขวามืออยู่ใน form ของ $(A+A^*)$ ซึ่งเท่ากับ 2 เท่าของส่วนจำนวนจริง สมการ (1-45) สมการทำให้ง่ายเป็น

$$0 = 2\text{Re} \sum_k \sum_j (\sum_i s_{ik} s_{ij}^*) a_k a_j^*$$

ดังนั้น factor ของ $a_k a_j^*$ จะไม่เป็นศูนย์

$$\sum_i s_{ik} s_{ij}^* = 0$$

ซึ่ง $k = j$

$$k = 1, 2, 3, \dots, n$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$j = 1, 2, 3, \dots, n$$

สำหรับตัวอย่าง ถ้าให้ a_1 และ a_2^* ออกที่ port 1 และ port 2 เพียงอย่างเดียวตามลำดับ ซึ่ง port ที่เหลือถูก terminated ด้วย characteristic impedance สมการ (1-48) กลายเป็น

$$S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22} = S_{31}^* S_{32} + \dots + S_{n1}^* S_{n2} = 0$$

ดังนั้น S_{ij} คือ symmetric ซึ่งสามารถเขียนเป็น

$$S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22} + S_{13}^* S_{23} + \dots + S_{1n}^* S_{2n} = 0$$

และนี่คือการพิสูจน์คุณสมบัติ zero ของ S-Parameters

คุณสมบัติ Phase-shift

สภาวะ phase-shift เกิดขึ้นถ้า terminal planes หรือ (reference planes) ที่ kth port ออกห่างจาก junction เป็นระยะทางทางไฟฟ้าเท่ากับ $B_k L_k$ โดยที่แต่ละสัมประสิทธิ์ของ S_{ij} รวมทั้ง K จะคูณด้วย factor $e^{-j\beta L_k}$ จะมีผลเพียง phase ของการกระจายของสัมประสิทธิ์ของ junction ในรูป matrix s-parameter ใหม่ S' เขียนได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S' = \phi S \phi$$

โดยที่ S คือ Scattering matrix เก่า และ

$$\phi = \begin{vmatrix} \phi_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \phi_{12} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \phi_{nn} \end{vmatrix}$$

โดยที่

$$\phi_{11} = \phi_{22} = \phi_{kk} = e^{-j\beta k l} \text{ สำหรับ } k = 1, 2, 3, \dots, n$$

S_{11} รวมกับผลคูณของ 2 factor ของ $e^{-j\beta l}$ ค่า S ใหม่จะเปลี่ยนโดย factor $e^{-j2\beta l}$

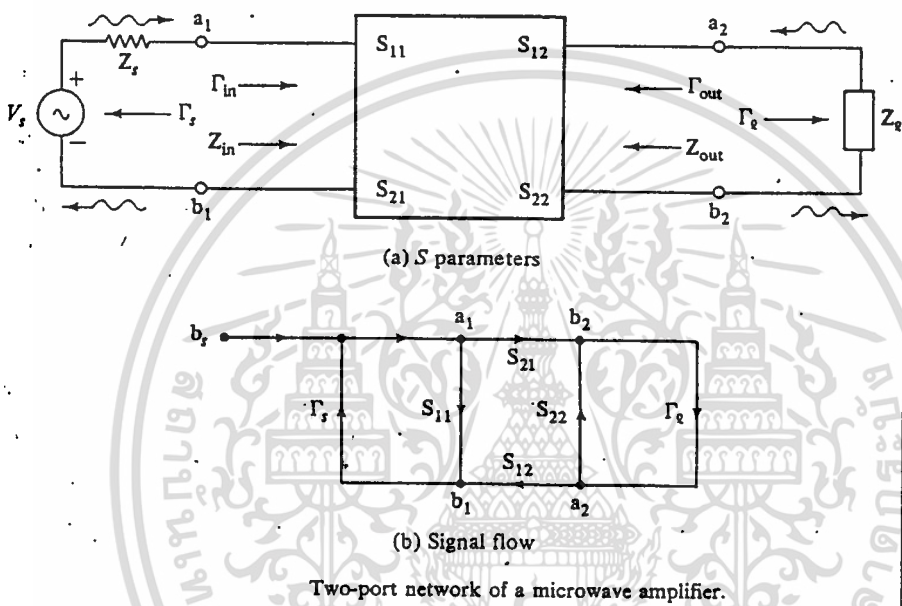
Mason's Signal-flow rules

เมื่อความถี่อยู่ในย่าน Microwave เป็นการยากที่จะแยกว่าวงจร short หรือ open circuit สำหรับการวัด Z, Y และ H Parameters โดยใช้วิธีการของ S-Parameters อาศัยคุณสมบัติการเคลื่อนที่ของคลื่นมาแก้ปัญหาด้านอัตราขยายกำลัง (Power gain) ที่ความถี่ไมโครเวฟ 2-Port network ของวงจรขยาย Transistor ย่านความถี่ไมโครเวฟแสดงในรูปที่ (1-4) และสมการ s - Parameter แสดงโดย

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$



รูปที่ 1-4

Transfer function จาก b_s ถึง b_2 สามารถหาได้โดยใช้กฎของ Nontouching loop จากทฤษฎีของ Signal flow ซึ่งทฤษฎีนี้มักเรียกว่ากฎของ Mason (Mason's rules) มีคำบรรยายดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. Path คือ ทิศของเส้นทางในทิศเดียวกัน นั่นคือ Node จะมีเส้นสัมผัสเพียงครั้งเดียวค่าของ Path คือสัมประสิทธิ์ประจำทิศทางนั้น ในรูปที่ 1-4 (b) มีเพียงเส้นทางเดียวสำหรับ b_1 ถึง b_2 และมีค่าของ Path เท่ากับ $S_{2,1}$ และสำหรับ b_2 ถึง b_1 จะมีสอง Path และมีค่าคือ $S_{1,1}$ และ $S_{2,1} r e S_{1,2}$

2. First-order loop คือ ผลคูณทั้งหมดของสัมประสิทธิ์ตามทางเดินของ Path เริ่มจาก Node หนึ่งทิศทางตามลูกศรและกลับมาถึง Node นั้นโดยปราศจากการผ่าน Node ที่ซ้ำกันสองครั้ง ในรูปที่ 1-4 (b) มี 3 First-order loops และมีค่าเท่ากับ $S_{1,1} r s, S_{2,2} r l$ และ $S_{2,1} r s S_{1,2} r l$

3. Second-order loop คือ ผลคูณของ 2 First-order loop ที่ไม่แตะกัน ในรูป 1-4 (b) มีเพียง 1 Second-order loop และมีค่าเท่ากับ $S_{1,1} r s S_{2,2} r l$

4. Third-order loop คือ ผลคูณของ 3 First-order loop ที่ไม่แตะกัน ในรูปที่ 1-4 (b) ไม่มี Third-order loop

ดังนั้น Transfer function สำหรับอัตราส่วนของตังแปรอิสระในสมการกับตัวแปรตามของ Source แสดงโดย

$$T = \frac{P_1 [1 - \sum L(1)^1 + \sum L(2)^{-1} - \sum L(3)^1 + \dots] + P_2 [1 - \sum L(1)^2 + \sum L(2)^2 \dots] + P[1..]}{1 - \sum L(1) + \sum L(2) - \sum L(3) + \dots}$$

ซึ่ง P_1, P_2, P_3, \dots เป็น Path

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\Sigma L(1)$, $\Sigma L(2)$, $\Sigma L(3)$... เป็นผลรวมทั้งหมดของ First, Second และ Third-order ตามลำดับ

$\Sigma L(1)^1$, $\Sigma L(2)^{-1}$, $\Sigma L(3)^1$, ... เป็นผลรวมทั้งหมดของ First, Second และ Third-order, ... loops ซึ่งไม่แตะกับ First path ระหว่างตัวแปร

$\Sigma L(1)^2$, $\Sigma L(2)^2$, $\Sigma L(3)^2$, ... เป็นผลรวมทั้งหมดของ First, Second และ Third-order, ... loops ซึ่งไม่แตะกับ Second path

จากรูปที่ 1-4 (b) Transfer function ของ b_z และ b_{z^*} คือ

$$b_z = \frac{s_{z1}}{bs \cdot (1-s_{11}rs-s_{22}r1-s_{21}rss_{12}r1+s_{11}rss_{22}r1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.Small - Signal and narrowband Amplifier Design

โดยทั่วไปแล้ววงจรขยายย่านไมโครเวฟสามารถทำงานได้ใน Class A, B และ C ใน Class A กระแสที่ขา Collector หรือ ขา Drain จะไม่ Cut off ใน class B อุปกรณ์จะได้รับไบแอสที่จุด Cut off และใน Class C อุปกรณ์จะได้รับไบแอสต่ำกว่าจุด Cut off อย่างไรก็ตามวงจรขยายไมโครเวฟส่วนมากแล้วแบ่งออกเป็นสองแบบคือ Small signal และ Large signal mode ใน Small signal mode ค่า load admittance ที่เหมาะสมของ GaAs MESFET amplifier จะต้องเท่ากับ Drain conductance (I_{ds}/V_{ds}) ใน Large signal mode ระดับสัญญาณอินพุทจะถูกขยายให้เพิ่มขึ้นและแรงดันที่เกต V_{gs} จะอยู่ในย่าน Nonlinear กระแสเอาก์พุทซึ่งก็คือ กระแส drain I_{ds} จะเพิ่มขึ้นถึงจุดสูงสุดและเส้น Load-line จะเพิ่ม Power ที่เอาก์พุทในรูปที่ 2-1 และ 2-2 แสดงการทำงานสองชนิด ซึ่ง I_{dss} คือ กระแสสูงสุดที่ Drain และ $V_{gs} = 0$

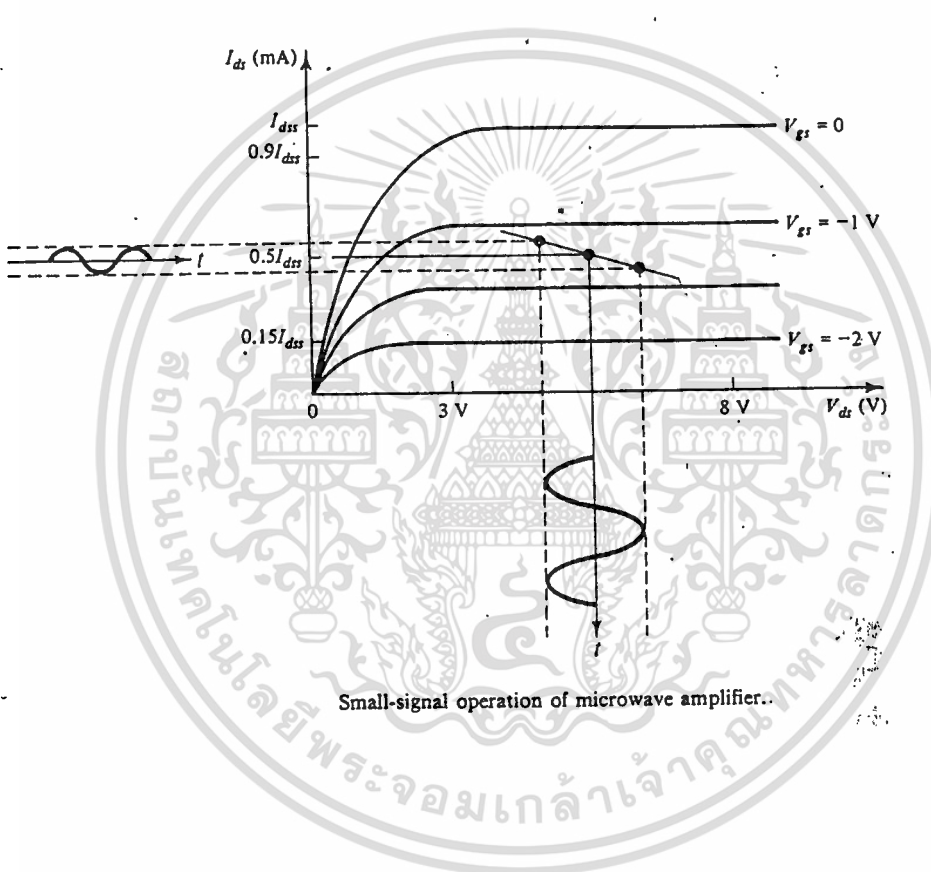
จุดไบแอสของวงจรขยายย่านไมโครเวฟขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการประยุกต์ใช้งานของอุปกรณ์นั้นๆ โดยในย่านการทำงานที่ปลอดภัยของ GaAs MESFET amplifier และ Microwave Silicon Transistor สามารถกำหนดกระแสและแรงดันในการทำงานของมันซึ่งจัดอยู่ในตารางที่ 2-1

โดยคุณสมบัติจุดทำงานที่ปลอดภัยสำหรับ GaAs MESFET สามารถกำหนดโดย

1. Maximum drain - source voltage V_{ds}
2. Maximum drain current I_{ds}
3. Maximum input signal power to the gate

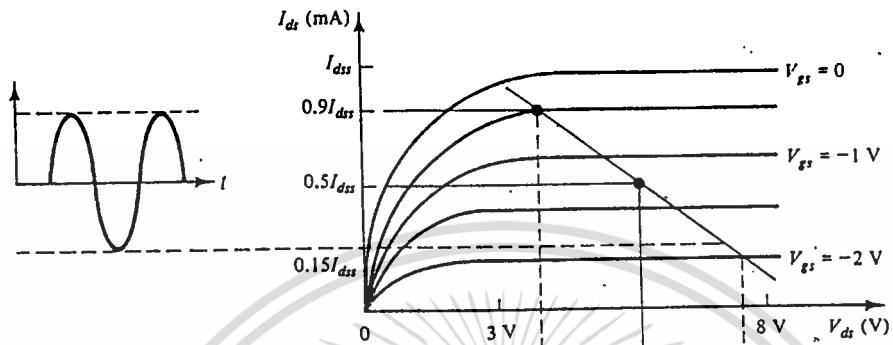
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Maximum power dissipation at maximum junction temperature
175 c°



รูปที่ 2-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Large-signal operation of microwave amplifier.

รูปที่ 2-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SAFE OPERATING POINT FOR GaAs MESFET AND SILICON MICROWAVE TRANSISTOR

Device	Voltage	Current	Applications
GaAs MESFET ($I_{ds} = 80 \text{ mA}$)	V_{ds} (V)	I_{ds} (mA)	
	≥ 10	40	High power
	5	80	High gain
	3.5	10	Low noise
	≥ 10	40	Low distortion
	≥ 8	0	Class B
Silicon microwave transistor	V_{CE} (V)	I_{CE} (mA)	
	20	25	High power
	10	10	High gain
	10	3	Low noise
	≥ 20	25	Low distortion
	≥ 20	0	Class B
	≥ 28	0	Class C

ตารางที่ 2-1

โดยคุณสมบัติจุดทำงานที่ปลอดภัยสำหรับ Silicon microwave Transistor สามารถกำหนดโดย

1. Maximum collector - emitter voltage V_{ce}
2. Maximum collector current I_{ce}
3. Second breakdown
4. Maximum power dissipation at maximum junction temperature 200°C

วงจรรขยายไมโครเวฟโดยทั่วไปใช้ในงาน Radar, Communication, Navigational

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

, และอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งคุณสมบัติแสดงในตารางที่ 2-2

CHARACTERISTICS OF COMMONLY USED MICROWAVE AMPLIFIERS

Device	Frequency range (GHz)	Characteristics
BARITT	Above 8	Low noise, low power
GaAs MESFET	2-20	Low noise, high gain, medium power
Gunn diode	Above 10	Low noise, medium power
IMPATT diode	Up to 100	CW and pulse modes
Silicon transistor	Up to 3	Low noise, high gain, high power
Tunnel diode	Above 20	Low noise, low power
TRAPATT diode	2-4	High noise, high power

ตารางที่ 2-2

Dc-biasing circuits

การออกแบบวงจรไบอัสสำหรับวงจรขยายย่านไมโครเวฟมีความสำคัญพอๆกับการออกแบบส่วนของ Matching network เพราะว่าวงจรขยาย High gain, High power, High efficiency, และ Low noise ขึ้นอยู่กับการให้วงจรไบอัส คุณสมบัติการออกแบบวงจรไบอัสจะจัดไบอัสอยู่ในจุด Quiescent point (Q point) และทำให้จุดไบอัสมีค่าคงที่ภายใต้การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ และ Device - parameters

Dc biasing circuits for GaAs MESFETs

มีวงจรไบอัสอยู่สองชนิดสำหรับ Microwave GaAs MESFET คือ Passive (หรือ self) และ Active circuits

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-Passive dc-biasing circuits มี 3 ชนิด คือ

ชนิดที่ 1 Bipolar power supply ในรูปที่ 2-3 แสดงวงจรไบอัสซึ่งต้องการ power supply ชนิด 2 ขั้วสำหรับ GaAs MESFET ช่วงของแรงดันที่เกทที่ต้องการคือ

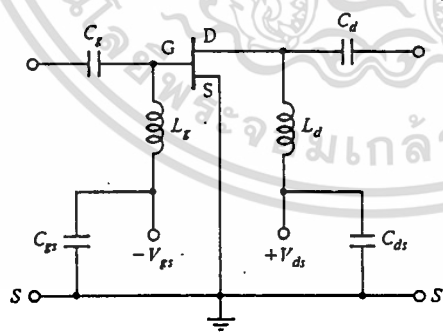
$$V_g < V_{gs} < 0$$

ที่ V_p คือ Pinch-off voltage และ แรงดันที่เกทสามารถแสดงได้โดย

$$V_{gs} = \left(1 - \sqrt{\frac{I_{ds}}{I_{dss}}} \right) V_p$$

ที่ซึ่ง I_{ds} = กระแส Drain

I_{dss} = กระแสอิ่มตัวที่ $V_{gs} = 0$



Bipolar power supply circuit.

รูปที่ 2-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

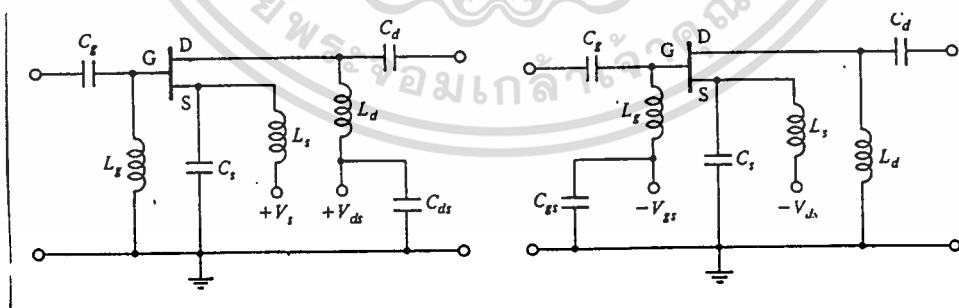
ข้อควรระวังสำหรับความเสียหายของ GaAs MESFET คือ อย่าให้ไบอัสที่ขา Drain ก่อนที่จะไบอัสที่ขาเกตวิธีการที่ถูกต้องจะต้องให้ไบอัสลบที่ขาเกตก่อนที่จะให้ไบอัสบวกที่ขา Drain หรือให้ไบอัสทั้งสองขาพร้อมกัน ค่า RC-time constant ค่ามาก และค่า RC-time constant ค่าน้อยจะต้องเพิ่มเข้าที่ V_{ds} และ V_{gs} ตามลำดับ

ชนิดที่ 2 ใช้ power supply เพียงตั้งเดียว แสดงในรูปที่ 2-4(a)ซึ่งแบ่งเป็น

-One positive power supply วงจรแสดงในรูปที่ 2-4 (a)ซึ่งมีเพียง Power supply บวกเพียงตัวเดียว แรงดันที่เกตจะต้องเป็นลบก่อนที่ขา Drain และแรงดันที่ขาซอส vs จะต้องให้ก่อน V_{ds}

-One negative power supply วงจรแสดงในรูปที่ 2-4 (b)โดยที่แรงดันเกต V_{gs} จะต้องให้ไบอัสก่อนแรงดันซอส V_s

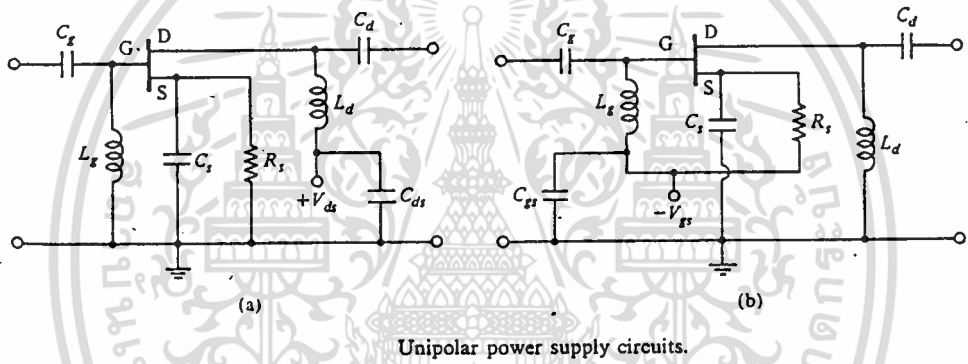
โดยทั้งสองแบบนี้จะต้องการ Bypass capacitors ที่ขาซอสเพราะอาจจะทำให้เกิดปัญหาได้ถึงความถี่สูงๆ เนื่องจากว่าค่า Source impedance ที่ต่ออนุกรมค่าน้อยๆอาจทำให้เกิด Noise หรือ Oscillations ได้



รูปที่ 2-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ชนิดที่3 Unipolar power supply แสดงในรูปที่ 2-5 ซึ่งแสดงว่า
สองวงจรต้องการเพียง 1 Power source โดยที่รูป (a) จะได้ $V_s = I_{ds}R_s < tV_{ds}$
และรูป(b) ได้ $V_s = -I_{ds}R_s > -V_{gs}$ สองแบบนี้ใช้ความต้านทานที่ขาซอสเพียงเพื่อ
ป้องกันการเกิด Transient อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของวงจรขยอาจลดลงได้
เพราะว่าความต้านทานที่ขาซอสเป็นตัวทำให้เกิดการสูญเสียด้านพลังงานไว้ส่วนหนึ่งและ
กำเนิด Noise รวมถึง Bypass capacitor อาจจะทำให้เกิดการ Oscillation
ที่ความถี่ต่ำได้



รูปที่ 2-5

ในวงจรไบอัสทั้งหมดค่า Element ต่างๆ สามารถมีคุณสมบัติได้ดังนี้

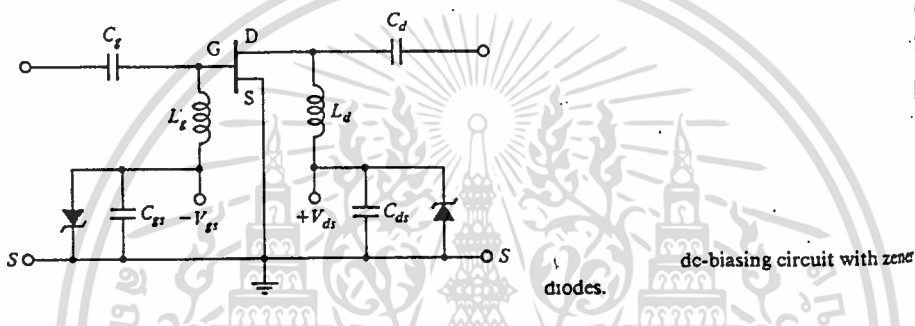
1. Inductor ทั้งหมด L_g, L_d และ L_s คือ RF chokes (RFCs) ซึ่งสร้างจากลวดทองแดงเบอร์ 36 พันบนแกนอากาศ 2 หรือ 3 รอบขนาด 0.1 นิ้ว
2. ค่าความต้านทานที่ขาซอสจะขึ้นอยู่กับ V_s สำหรับคุณสมบัติของอุปกรณ์แต่ละตัวที่จุด Q point และ Transient protection

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Source bypass capacitor ทั้งหมด C_s เป็น 0.01 μF ที่ 100V

4. ค่า capacitor ตัวอื่นๆ C ควรจะมีค่า 0.01 μF ที่ 100V

ในวงจรไบอัสทั้งหมดบางครั้งจำเป็นต้องมี Zener diode ต่อขนานกับ capacitor เพื่อป้องกัน Transient, reversing และ ระดับแรงดันเกินแสดงในรูปที่ 2-6

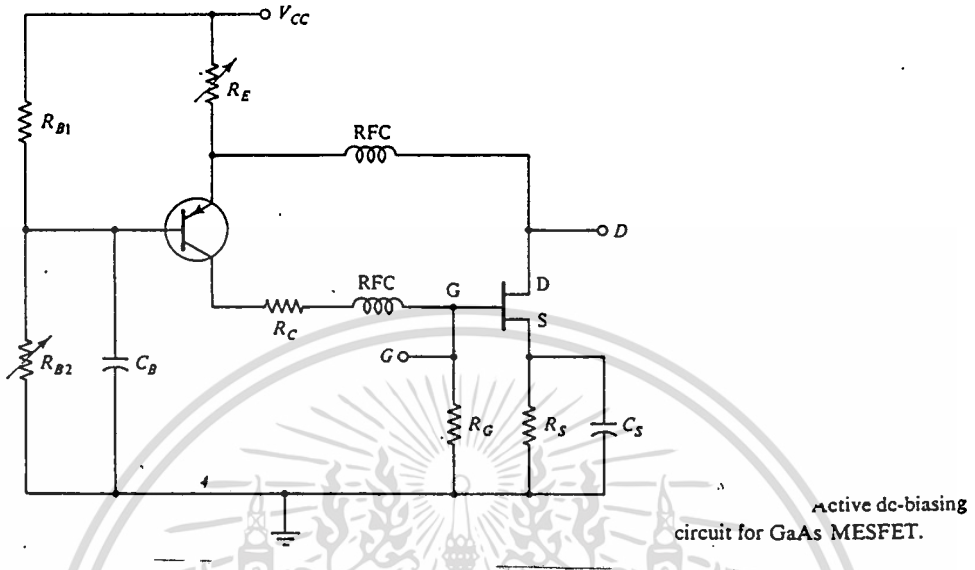


รูปที่ 2-6

Active dc-biasing circuits

นอกเหนือจากที่ได้กล่าวมาแล้วใน Passive ไบอัสยังมี Active ไบอัสที่สามารถใช้สำหรับ GaAs MESFET amplifier ดังแสดงในรูปที่ 2-7 แสดงวงจร Active ไบอัสสำหรับ Common-Source GaAs MESFET จุด Q point ถูกควบคุมโดย R_{B_2} และ R_{E_1} R_{B_2} สำหรับปรับแรงดันให้ V_{ds} ที่เหมาะสมและ R_E สำหรับปรับ I_{ds} ให้เหมาะสม MESFET Source จะต้องมีการต่อกวัดที่ดีและมีการป้องกัน Transient เมื่อมี MESFET 1 ตัวซึ่งมีโอกาสที่จะเสียตัวอื่นจะมีผลเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2-7

Dc-biasing circuits for microwave silicon Transistors

กระแส Collector I_c ของ Microwave silicon transistor จะเป็นผลขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของกระแส collector ไหลกลับ ICBO , อัตราการขยายด้านกระแส hFE และ แรงดันที่ base-Emitter VBE วงจรทรานซิสเตอร์ย่านไมโครเวฟส่วนมากที่มีการต่อแบบ High gain หรือ Low noise ต้องการให้ขา Emitter ซึ่งเป็นขากาวด์ใกล้ตัวถึงมากที่สุดเพื่อให้เกิดการป้อนกลับมีค่าน้อยที่สุด Bypass capacitor RE มักจะทำให้การไม่เสถียรที่ความถี่ต่ำของความถี่ที่ออกแบบ โดยที่จุดนี้กระแส collector ไหลกลับ ICBO ไหลผ่าน Junction P-N ที่ reverse bias ของ Transistor จะทำให้กระแสรั่วไหลเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าทุกๆการเปลี่ยนแปลงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ 10 °C ภายใน junction ของทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม Silicon transistor สำหรับไมโครเวฟมีความสลับซับซ้อนมากในเรื่องกระแสไหลกลับซึ่งกระแสจำนวนน้อยนี้ไหลในเทอมของ ICBO แต่กระแสส่วนใหญ่คือกระแสผิวที่ไหลตัดส่วนบนของ Silicon crystal lattice และการเพิ่มขึ้นที่คงที่ของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น ดังนั้นกระแสไหลกลับรวมคือกระแส ICBO และกระแสผิวและการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่อัตรา 0.5% / °C ซึ่งน้อยกว่าที่คาดไว้

แต่ละชนิดของวงจรขยายไมโครเวฟที่ใช้ทรานซิสเตอร์อาจมีความแตกต่างกันด้านไบอัสอย่างเช่น วงจรไบอัสสำหรับ High linear power ให้ power dissipation ที่อุปกรณ์ไม่มากเกินไปจากการเพิ่มของอุณหภูมิการคำนวณทางคณิตศาสตร์ กระแส collector Ic ของไมโครเวฟทรานซิสเตอร์สามารถอธิบายได้เป็น

$$I_c = f(I_{CBO}, h_{FE}, V_{BE})$$

เพราะว่า Parameter ICBO, hFE และ VBE จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ การเปลี่ยนแปลงของกระแส Collector สามารถเขียนได้เป็น

$$\Delta I_c = S_{ICBO} \Delta I_{CBO} + S_{hFE} \Delta h_{FE} + S_{VBE} \Delta V_{BE}$$

โดยที่ $S_{ICBO} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{CBO}}$ | คือ Stability factor ของกระแส collector ไหลกลับ ICBO
 $\Delta h_{FE} = 0$
 $\Delta V_{BE} = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

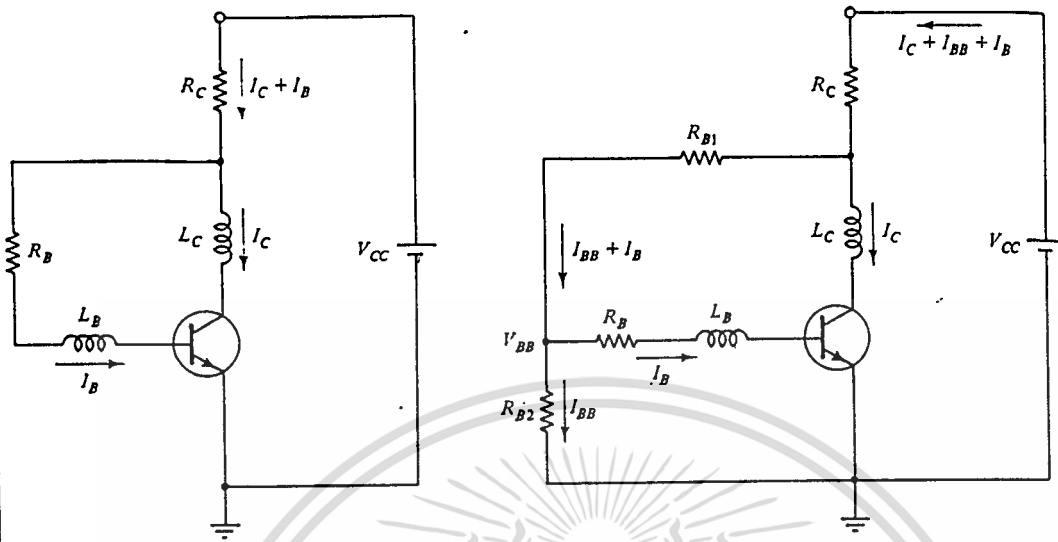
$SHFE = \frac{\Delta I_c}{\Delta hFE}$	คือ Stability factor gain ของ
$\Delta I_{CBO} = 0$	กระแสระหว่าง C และ E hFE
$\Delta V_{BE} = 0$	
$SVBE = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{BE}}$	คือ Stability factor ของ
$\Delta I_{CBO} = 0$	แรงดันระหว่าง B และ E V_{BE}
$\Delta hFE = 0$	

Stability factor สามารถคำนวณจากสมการการเปลี่ยนแปลง I_c สำหรับวงจรไบอัส การเปลี่ยนแปลงของกระแส Collector I_c กับอุณหภูมิสามารถคาดเดาได้ ในการออกแบบวงจรทางปฏิบัติค่าของความต้านทานในวงจรไบอัสจะกำหนดโดย Stability factor และ จุด Q point

มีวงจร Dc ไบอัส 2 ชนิด สำหรับ Microwave silicon transistors คือ Passive(self) และ Active dc-biasing circuit

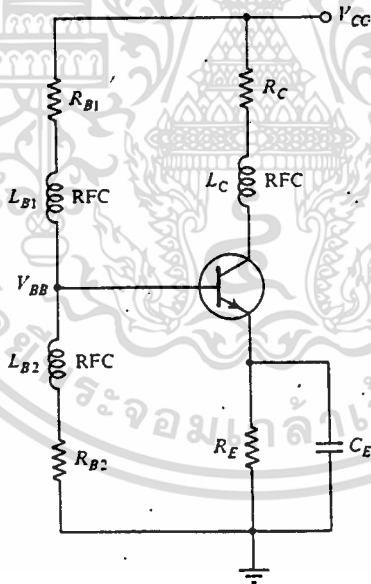
Passive dc-biasing circuits

ในรูปที่ 2-8 แสดงรูปแบบของ Passive ไบอัสสำหรับทรานซิสเตอร์ไมโครเวฟ มีวงจร Ground-emitter 2 วงจรแสดงในรูปที่ 4-1-5(a) และ (b) ซึ่งใช้ที่ความถี่ไมโครเวฟ ในรูปที่ 2-8(b) จะให้ค่าความต้านทานค่าต่ำและมีความสะดวกในการทำ Thin หรือ Thin-film Resistor ในวงจรที่ 2-8 (c) มีความต้านทาน bypass ที่ขา Emitter ซึ่งสามารถใช้ที่ย่านความถี่ไมโครเวฟย่านต่ำ ซึ่งความต้านทาน bypass นี้ จะให้ค่า stability ที่ดี



(a) Voltage feedback

(b) Voltage feedback with constant base current



(c) Dc-biasing circuit with bypass-emitter resistor

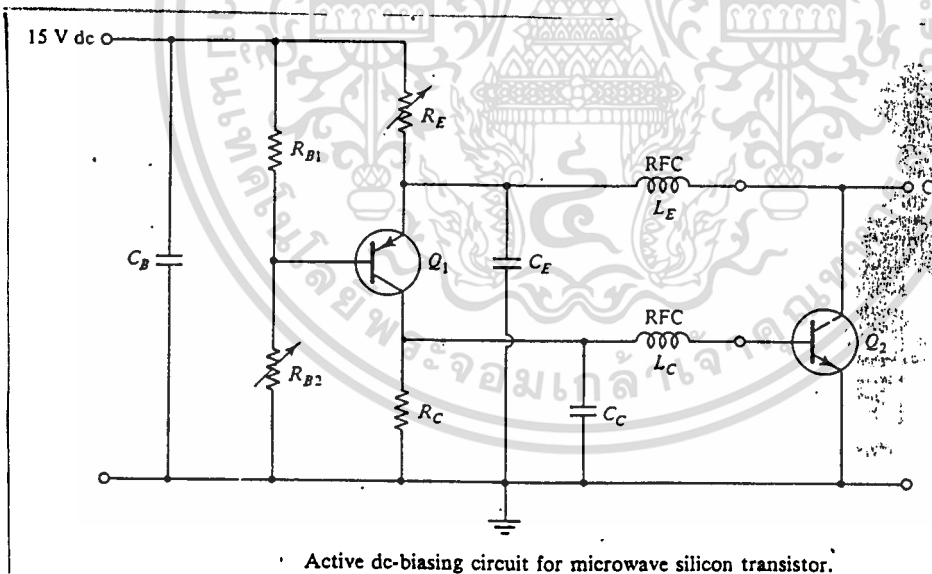
Passive dc-biasing circuits for microwave silicon transistor.

รูปที่ 2-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Active dc-biasing circuits

คุณสมบัติของวงจรไบอัสคือการรักษาระดับจุด Q point ให้คงที่ในวงจร Active โดยทั่วไปแสดงในรูปที่ 2-9 โดยที่ Q_1 คือ ทรานซิสเตอร์แบบ PNP และ Q_2 คือ ทรานซิสเตอร์ย่านไมโครเวฟ วงจร Active ไบอัสจะรักษาระดับจุด Q point ให้คงที่ ภายใต้การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ จุด Q point สามารถปรับได้โดย R_{B2} และ RE R_{B2} สำหรับปรับแรงดันที่ VCE และ RE ปรับ collector current I_C RF choke (RFC) L_E และ L_C สามารถทำได้จากการพันลวดเบอร์ 36 บนแกนอากาศขนาด 0.1 นิ้ว 2 ถึง 3 รอบ R_{B1} อาจเป็น 100 โอห์ม 1/4w capacitor bypass คือ 0.01 μF ที่ 100v



Active dc-biasing circuit for microwave silicon transistor.

รูปที่ 2-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากจุดการชดเชยด้านอนุกรมวิจจรไบอัสที่สร้างได้ไม่แพงคือวงจร Passive อย่างไรก็ตามเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงหลายๆการชดเชยแบบอัตโนมัติจะต้องใช้ Active biasing ซึ่งให้จุดทำงานที่มีเสถียรภาพได้โดยเฉพาะสำหรับ Low noise หรือ High power amplifier วงจร Active dc-biasing จริงๆแล้วคือการป้อนกลับที่ส่งกระแส collector ของ Microwave transistor และปรับกระแส base เพื่อทำให้กระแส collector คงที่

Biasing - circuit design

การเลือกจุด Q point ในวงจรขยายไมโครเวฟนั้นขึ้นอยู่กับลักษณะของการทำงานของวงจรขยายนั้น วงจรไบอัสของ GaAs MESFET จะต้องให้จุด Q point มีความคงที่ ดังนั้น Source resistor สามารถหาได้จาก

$$R_s = \frac{-V_{gs}}{I_{ds}} = \frac{-V_p(1 - \sqrt{\frac{I_{ds}}{I_{dss}}})}{I_{ds}}$$

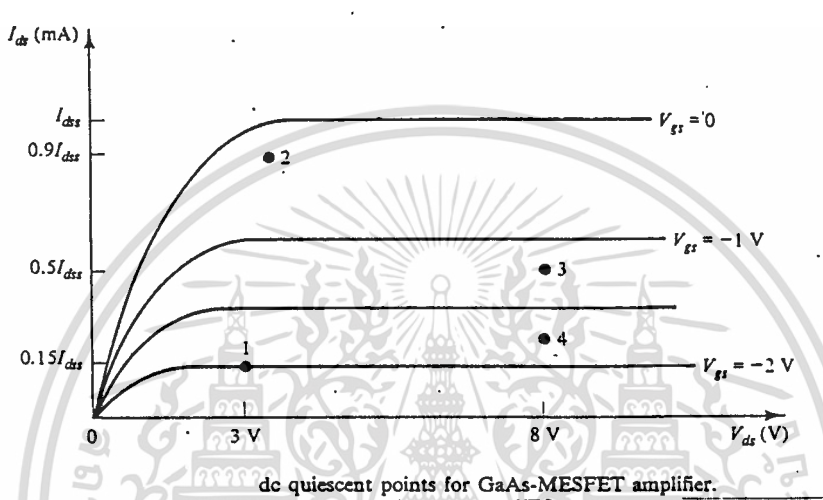
สมการนี้ชี้ให้เห็นว่าค่าความต้านทานลบบ้อนกลับ R_s จะลดผลของการเปลี่ยนแปลงของ I_{ds} ซึ่งมีความสัมพันธ์กับอนุกรมและ I_{dss}

ในรูปทั่วไปในวงจรขยาย Class A สามารถทำเป็น Low noise , Low power และ High power gain แต่ใน class B หรือ AB สามารถกำเนิด High power และ High efficiency การเลือกจุด Q point สำหรับ GaAs MESFET amplifier สามารถแบ่งเป็น 3 แบบ

1. การทำงาน Low-power และ Low-noise การทำงานแบบนี้มีความสัมพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับแรงดัน drain-source ซึ่งมีค่าต่ำและกระแส I_{ds} ซึ่งกระแสนี้โดยทั่วไปมีค่าเท่ากับ $0.15 I_{dss}$ ภายใต้สภาวะนี้จุด Q point จะถูกเลือกที่จุด 1 ซึ่งแสดงในรูปที่ 2-10 ซึ่งการทำงานใน Class A



รูปที่ 2-10

2.การทำงานใน Mode High gain และ Low-noise การทำงานใน Mode นี้แรงดัน Drain ยังคงเหมือนกับ Mode ใน Class A และกระแส Drain เพิ่มขึ้นเป็น 0.90 สำหรับ High-power gain จุด Q point อาจเลือกที่จุด 2 ซึ่งแสดงในรูปที่ 2-10

3.การทำงานใน Mode High power และ High efficiency ซึ่งเหมือนกับ Power output ถูกเพิ่มขึ้น แรงดันที่ Drain จะต้องเพิ่มขึ้นไปด้วยพุดอีกอย่างหนึ่ง กระแส Drian I_{ds} จะต้องลดลงเพื่อรักษาการทำงานใน Class A จุด Q point

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่ที่จุด 3 สำหรับ $V_{ds}=8-10$ v และ $I_{ds}=0.5I_{dss}$ ซึ่งแสดงในรูปที่ 2-10 สำหรับการทำงานใน Mode High-efficiency กระแส I_{ds} จะต้องลดลงและ Voltage V_{ds} ควรจะอยู่ที่จุด 4 แสดงในรูปที่ 4-1-10 การทำงานจะอยู่ใน Class AB หรือ B

Narrowband Amplifier design

โดยทั่วไปวงจรรขยายแบบแบนแคบจะมีแบนวิดท์น้อยกว่า 10% ขั้นตอนการออกแบบสำหรับวงจรรขยายชนิดนี้คล้ายกับ Small-signal amplifier แต่แตกต่างกันที่ค่า scattering, noise figure และ power gain parameters ซึ่งต้องวัดที่จุดกึ่งกลางของความถี่ มีการออกแบบ 2 วิธีซึ่งสามารถทำให้ได้รับ Maximum gain หรือ Minimum noise figure แต่จะกล่าวเพียง Maximum power gain

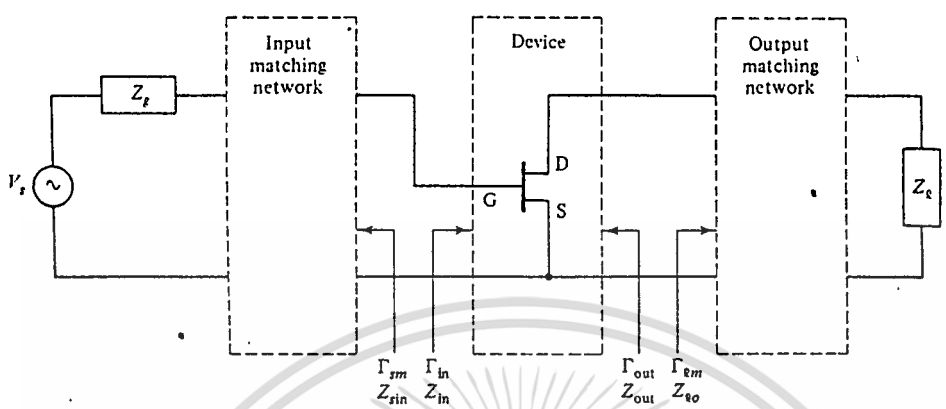
Narrowband Amplifier Design for maximum power gain

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ Load impedance ต้องการ conjugately match input และ output ของวงจรรขยายซึ่งในความเป็นจริง Parameter ทั้งสองนี้จะถูกวัดโดยโรงงานผู้ผลิต ผู้ออกแบบสามารถใช้ข้อมูลนี้สำหรับการออกแบบ Input และ Output matching network ซึ่งแสดงในรูปที่ 2-11

-Input matching network จากทฤษฎีสายส่งสัมประสิทธิ์การสะท้อนของ Source สำหรับ Maximum Power gain คือ

$$\Gamma_{sm} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{sin} + Z_o}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Matching networks of narrowband amplifier to be designed.

รูปที่ 2-11

ที่ซึ่ง Z_{sin} = Source input impedance
 Z_o = Characteristic impedance
 Source Equivalent impedance สำหรับ Maximum power gain สามารถแสดงได้คือ

$$Z_{sin} = Z_o \frac{1+r_{sm}}{1-r_{sm}}$$

ซึ่ง $r_{sm} = [r_{sm}] \cos \theta_{r_{sm}} + j[r_{sm}] \sin \theta_{r_{sm}}$

คือ สมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ Source ที่ Minimum noise figure F_{in}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 - [\Gamma_{rsm}]^2 + j2[\Gamma_{rsm}] \sin \beta r_{sm}}{1 + [\Gamma_{rsm}]^2 - 2[\Gamma_{rsm}] \cos \beta r_{sm}}$$

-output matching network ซึ่งคล้ายกับ Input matching network จะได้

$$Z_{lo} = Z_0 \frac{1 - [\Gamma_{rlm}]^2 + j2[\Gamma_{rlm}] \sin \beta r_{lm}}{1 + [\Gamma_{rlm}]^2 - 2[\Gamma_{rlm}] \cos \beta r_{lm}}$$

ที่ซึ่ง Γ_{rlm} คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ Load

ขั้นตอนการออกแบบ

1. เปลี่ยนสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ load และ Source เป็น Source และ load equivalent impedance
2. กำหนด equivalent admittance ของ load และ source จากการค้า นวน Impedance
3. หาค่าส่วนประกอบ Susceptance กับ short หรือ open circuit ของ stub 3/8 ความยาวคลื่น
4. หาค่าส่วนประกอบ conductance กับ 1/4 ความยาวคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

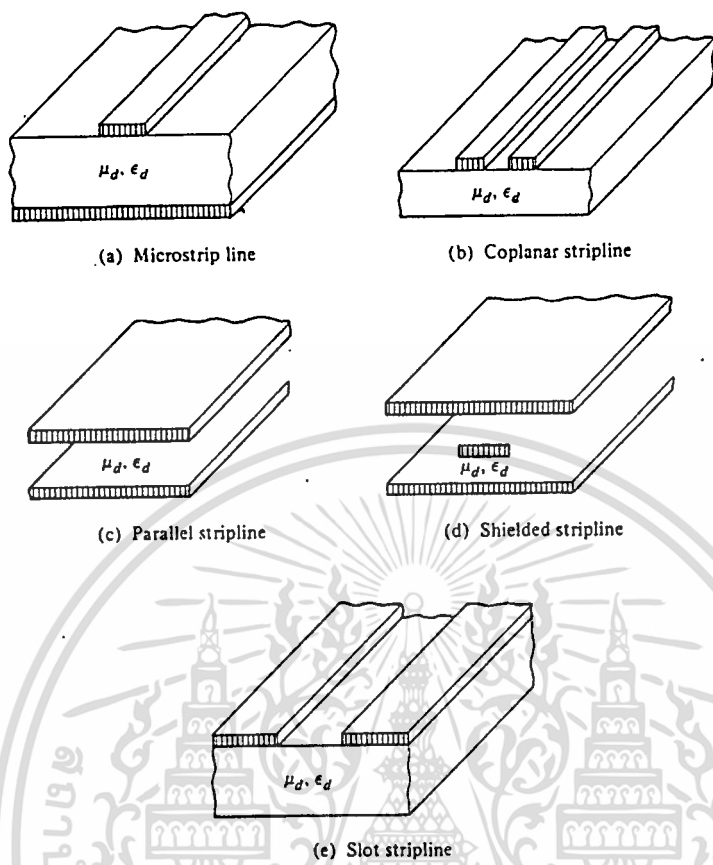
3. Microwave striplines

ไมโครเวฟสตีปไลน์ประกอบด้วยสตีป Conductor และ กาวด์เพลนซึ่งถูกแยกออกจากกันโดยวัสดุไดอิเล็กทริกแสดงในรูปที่ 3-1 เส้นแรงสนามไฟฟ้าและเส้นแรงสนามแม่เหล็กไม่ได้อยู่ภายในแผ่น Substrate ทั้งหมดดังนั้นการแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตีปไลน์ไม่ได้อยู่ใน Mode Transverse electromagnetic (TEM) โดยสมบูรณ์แต่อยู่ใน Mode Quasi-TEM สำหรับ Mode นี้ Phase velocity ของการแพร่กระจายคลื่นในไมโครสตีปไลน์กำหนดโดย

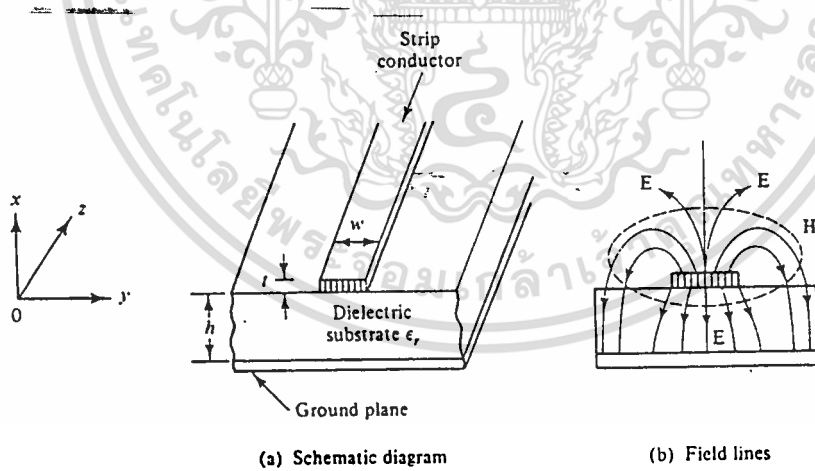
$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

ที่ $c = 3 \times 10^8$ m/s คือ ความเร็วของแสงในสุญญากาศ
 $\epsilon_{re} =$ ค่าคงที่ Effective-relative ของแผ่น Substrate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Microwave striplines.



Diagrams for a microstrip line.

รูปที่ 3-2

รูปที่ 3-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dielectric Substrates

วัสดุไดอิเล็กทริกที่อยู่ระหว่างสตีป Conductor และ กาวด์เพลน คือแผ่น Substrate ในตารางที่ 3-2 แสดงสารไดอิเล็กทริกบางตัวที่นิยมใช้ทำเป็นแผ่น Substrate สำหรับไมโครสตีปไลน์

DIELECTRIC SUBSTRATE MATERIALS

Material	Relative dielectric constant ϵ_r	Loss tangent ($\tan \theta \times 10^4$ at 10 GHz)	Thermal conductivity K (W/cm ² ·K)	Remarks
Alumina (Al ₂ O ₃)	10	2	0.30	Low cost
Beryllia (BeO)	6	1	2.50	
Duroid	2.56	1		
Fused silica (quartz)	3.78	4	0.01	Fragile
GaAs	13.10	16	0.03	Fragile
Sapphire crystal (Al ₂ O ₃)	10	1	0.04	Expensive
Silicon	11.7			
Teflon-fiberglass	2.32			

ตารางที่ 3-1

ค่าคงที่ Effective relative ของไมโครสตีปไลน์จะอยู่ในฟังก์ชันของ ϵ_r , ความสูงของแผ่น Substrate h , และความกว้างของสตีป Conductor สมการของค่าคงที่ไดอิเล็กทริก Effective relative สำหรับ $t/h \ll 0.005$ แสดงโดย

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{1 + 12 \frac{w}{h}} \right]^{-1/2} + 0.04(1-w)^2 \text{ สำหรับ } w/h < 1$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{1 + 12 \frac{w}{h}} \right]^{-1/2} \quad \text{สำหรับ } w/h < 0.6$$

ความยาวคลื่นในไมโครสตริปไลน์สำหรับ $t/h < 0.005$ แสดงโดย

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.63(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.1255}} \right]^{1/2} \quad \text{for } \frac{w}{h} \geq 0.6$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.60(\epsilon_r - 1)(w/h)^{0.0297}} \right]^{1/2} \quad \text{for } \frac{w}{h} < 0.6$$

- ที่ $\lambda_0 = c/f$ คือความเร็วคลื่นในอากาศ
- $c = 3 \times 10^8$ คือความเร็วของแสงในสุญญากาศ
- $\epsilon_r =$ ค่าคงที่ไดอิเล็กทริก relative ของแผ่น Substrate

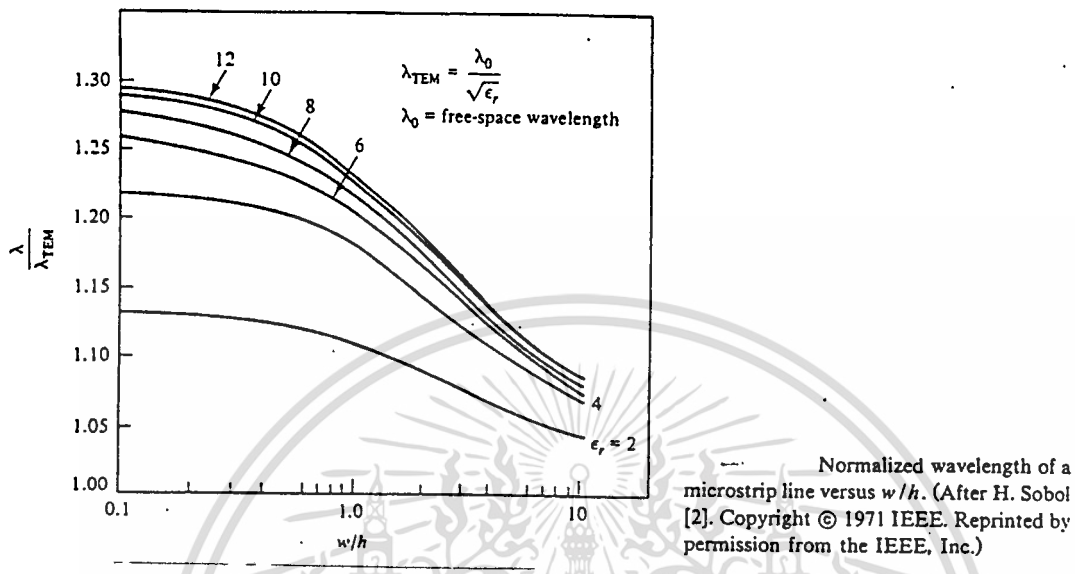
Characteristic Impedance

Characteristic impedance ของไมโครสตริปไลน์สำหรับ $t/h < 0.005$

สามารถแสดงโดย

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8}{w/h} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad \text{สำหรับ } w/h < 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3-3

หรือ

$$Z_0 = \frac{120\pi/\sqrt{\epsilon_r}}{w/h + 1.393 + 0.667 \ln(w/h + 1.444)} \quad \text{สำหรับ } w/h > 1$$

รูปที่ 3-4 แสดง Characteristic impedance ของไมโครสตีปไลน์กับ w/h ซึ่งให้ ϵ_r เป็น parameter

สมการให้ความหนา t ของสตีป conductor ที่อยู่บนแผ่น Substrate มีค่ามากกว่า 0.005 จะต้องให้ W_{eff} (modifier effective width) แทน W สำหรับทุกๆค่า

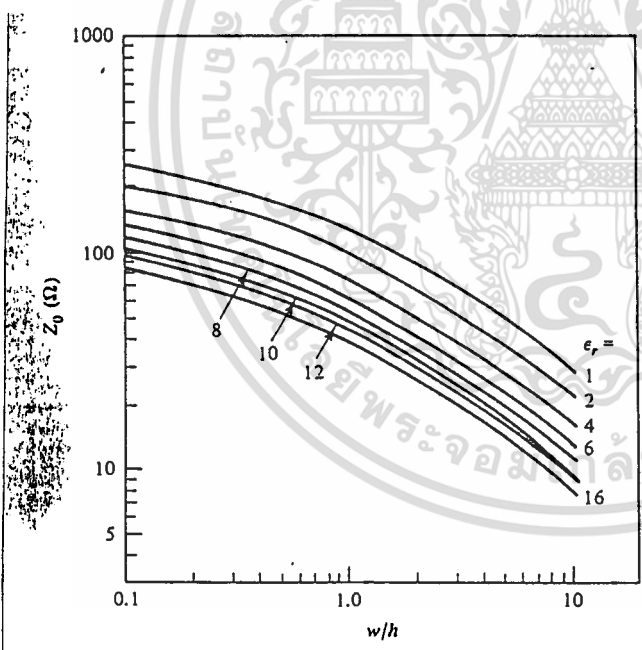
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสมการ เมื่อ $t < h$ และ $t < w/2$ W_{eff} จะกลายเป็น

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln\left(\frac{2}{t/h}\right) \right] \text{ สำหรับ } w/h > 1/2\pi$$

หรือ

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln(4\pi) \right] \text{ สำหรับ } w/h > 1/2\pi$$



Characteristic impedance of a microstrip line versus w/h . (After H. Sobol [2]. Copyright © 1971 IEEE. Reprinted by permission from the IEEE, Inc.)

รูปที่ 3-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณขนาดของสติปโดยใช้โปรแกรมภาษา C

จากสูตรการคำนวณในหัวข้อที่แล้วจัดเรียงสมการใหม่จะได้เป็น

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{e}{8} - \frac{1}{4e} \right)^{-1}$$

$$H = \frac{Z_0 / 2 (E_r + 1) + E_r - 1}{119.9} \left(\frac{\ln r + \frac{1}{2} \ln 4}{2 E_r \pi} \right)$$

$$E_{\text{eff}} = \frac{E_r + 1}{2} + \frac{E_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-1/2}$$

จะได้โปรแกรมคำนวณดังนี้

```
# include "stdio.h"
# include "math.h"

# define Pri 3.141592654

main()
{
    float w; //width
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
float h;          //thickness
float H;
float Zo;        //charecteristic impedance
float Er;        //Permittivity
float Eeff;      //effective permittivity
float RAMD;      //Ramda in air
float ramd;      //Ramda in the microstrip
float RATIO;
gotoxy(25,7);printf("Microstrip Lines");
gotoxy(25,8);printf("Enter data");
gotoxy(25,9);printf("Zo(ohm) = ");scanf("%f",&Zo);
gotoxy(25,10);printf("Er = ");scanf("%f",&Er);
gotoxy(25,11);printf("H(mm) = ");scanf("%f",&h);
H = Zo*sqrt(2*(Er+1)/119.9+(Er-1)/(Er+1)/2*(log(Pri/2)+
    log(4/Pri)/Er);
RATIO = 1/(exp(H)/8-1/(4*exp(H)));
Eeff = (Er+1)/2+(Er-1)/2*(1+10*h/w)-1/2;
ramd = 1/sqrt(Er)*sqrt(Er/(1+0.63*(Er-1)*POW(RATIO,0.1255)));
gotoxy(25,12);printf("Result");
gotoxy(25,13);printf("w/h = %f",RATIO);
gotoxy(25,14);printf("w = %f",RATIO*h);
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
gotoxy(25,15);printf("Eeff = %f", Eeff);  
gotoxy(25,8);printf("Ramda in strip = %fRamda in air",  
ramd);  
}
```

ทดสอบโปรแกรมเมื่อ

$$Z_0 = 50$$

$$\epsilon_r = 2.2$$

$$H = 1.25\text{m}$$

จะได้คำตอบ

$$w/h = 3.9628175$$

$$E_{eff} = 1.3725652$$

Planar Lumped elements

การเลือกอุปกรณ์ Lumped หรือ Distributed element สำหรับการ Matching ให้วงจรขยายขึ้นอยู่กับความถี่ที่ทำงาน เมื่อความถี่ขึ้นไปถึงย่าน X-band ความยาวคลื่นของมันจะสั้นมากและ Lumped elements สามารถที่จะลดขนาดลงไปได้และสามารถทำงานได้ถึง 20 GHz ดังนั้นความก้าวหน้าเหล่านี้ทำให้ Element เป็นที่ต้องการในการออกแบบโดยเฉพาะใน MMICs (Monolithic microwave integrated circuits) ความต้านทาน Lumped ถูกใช้เป็นประโยชน์มากใน Thin-film สำหรับการตัดปริง, Lumped capacitors ใช้สำหรับเป็น bypass capacitor และ Planar inductors ใช้ประโยชน์สำหรับการทำ Matching

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้