

มริชานิทอนซ์ ปีการศึกษา ๒๕๖๑
เรื่อง สายอากาศยาคิ (Yagi Antenna)
ผู้จัดทำ

นายนิวัฒน์ กฤษไพพร 25.5086



(อาจารย์ ไมโนะ ไกรฤกษ์)
อาจารย์ที่ปรึกษา

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สาขาวิชา โทคมานาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สารบัญ

	หน้า
บทกี่ยว	1
บทที่ 1 บทนำ	2
1.1 โครงสร้างของสายอากาศ	2
1.2 พารามิเตอร์ (parameter) ที่สำคัญ	4
บทที่ 2 การเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	10
2.1 ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์	10
2.2 การสร้างเอนไฟร์ บีม (endfire beam)	12
บทที่ 3 การออกแบบ	14
บทที่ 4 การแมทชิง (Matching)	19
4.1 สาเหตุที่มีการแมทชิง	19
4.2 ที - แมทช์ (T-match)	19
4.3 เกรมม่า แมทช์ (Gamma match)	23
4.3.1 การออกแบบเกรมม่า แมทช์	25
4.3.2 ตัวอย่างการออกแบบ	28
4.4 โอเมก้า แมทช์ (Omega match)	30
บทที่ 5 การทดลอง	32
5.1 สายอากาศที่ใช้ในการทดลอง	32
5.1.1 ที - แมทช์	32
5.1.2 เกรมม่า แมทช์	33
5.1.3 โอเมก้า แมทช์	34
5.2 การวัด VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)	35
5.3 การวัดแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern)	39
5.4 การวัดเกน (Gain)	49

สรุป
กิจกรรมประกาศ
หนังสืออ้างอิง



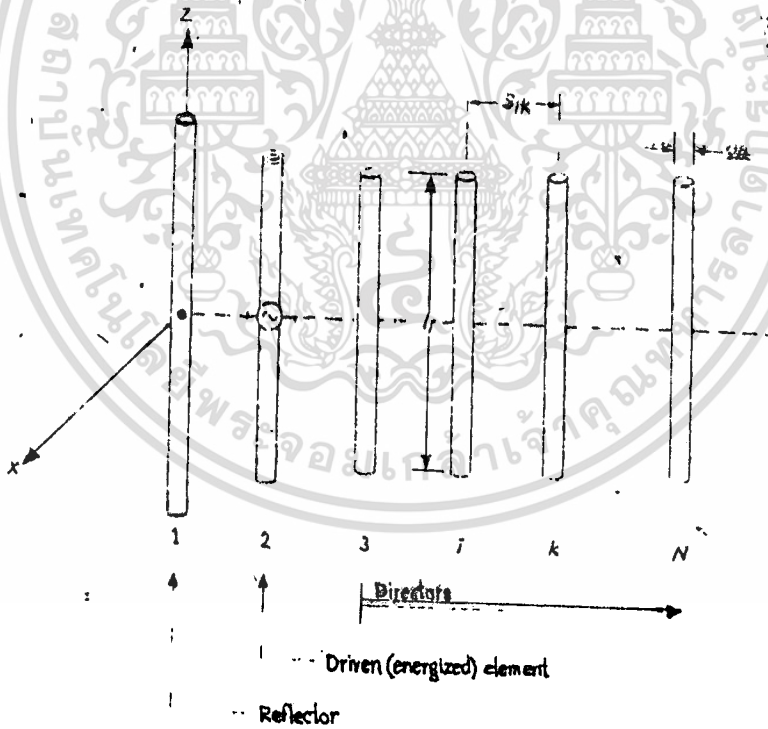
บทคัดย่อ

ในปัจจุบัน การติดต่อสื่อสารโดยอาศัยสื่อการสื่อสารต่าง ๆ ได้เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว อุปกรณ์ในการสื่อสารแบบใหม่ ใ้รับการประดิษฐ์ขึ้นมาอยู่เรื่อย ๆ อุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่มีความสำคัญอย่างมากในระบบสื่อสารก็คือสายอากาศ ซึ่งจะทำหน้าที่รับ และส่งสัญญาณที่เดินทางมาในอากาศ แต่สายอากาศก็มีหลายชนิดด้วยกัน ซึ่งแต่ละชนิดก็มีความเหมาะสมกับ การใช้งานไม่เหมือนกัน และสายอากาศที่จะใช้ศึกษาคือไม้ เรียกว่า สายอากาศยาคิ (Yagi Antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่เหมาะสมกับการติดต่อเฉพาะจุด คือเฉพาะทิศทางใดทิศทางหนึ่ง ออกแบบมาให้ใช้งานที่ความถี่เท่ากับ 168.7 MHz



1.1 โครงสร้างของสายอากาศยาคี

สายอากาศที่นิยมใช้ในทางปฏิบัติในย่านความถี่ HF (3-30 MHz) VHF (30-300 MHz) และ UHF (300-3,000 MHz) กันมาก ได้แก่ สายอากาศยาคี (Yagi Antenna) สายอากาศแบบนี้ประกอบไปด้วยขั้วเสียบวี โท โพล (linear dipole) หลาย ๆ ตัว ดังแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของสายอากาศยาคี

จะมีลิเนียร์ โคโพล เอเลเมนต์ (element) ทั่วหนึ่งได้รับพลังงานมาจากสายส่ง (feed transmission line) ในขณะที่เอเลเมนต์อื่น ๆ ที่คุณสมบัติเป็นพาราซิติค **พาราซิติค เรเดียเตอร์** (parasitic radiators) ซึ่งกระแสในพาราซิติค ราเคียบเตอร์ถูกเหนี่ยวนำโดยการมีขวล คัปปลิง (mutual coupling) พิค เอเลเมนต์ ที่นิยมใช้กันมากสำหรับสายอากาศยาคือโพล เค็คโคโพล (folded dipole) สายอากาศแบบนี้ได้รับการออกแบบมาเพื่อให้ทำงานเป็นเอนไฟร์ อาร์เรย์ (endfire array) ซึ่งคุณสมบัตินี้สามารถที่จะทำโคโยใช้พาราซิติค เอเลเมนต์ ไว้ในทิศทางการหน้าของลาคลัน เรียกว่า เป็นตัวกำหนดทิศทาง (director) และด้านหลังของลาคลัน เรียกว่า ตัวสะท้อนคลื่น (reflector) ซึ่งนิยมใช้ เป็นสายอากาศเครื่องรับโทรทัศนที่เสถียรอยู่ตามบ้านเรือน

สามารถกล่าวโดยสรุปได้ว่า คุณสมบัติของสายอากาศยาคิพิจารณาโคโยใน 3 ส่วน คือ

1. การจก้เรียงตัวสะท้อนคลื่น - พิคเคอร์ (reflector-feeder)
2. ตัวพิคเคอร์
3. ตัวกำหนดทิศทาง (director)

จากการทดลองจำนวนมาก สรุปได้ว่า ระยะระหว่างตัวสะท้อนคลื่น และขนาดมี (1) ผลเล็กน้อยต่อฟอร์ เวอร์คเกน (forward gain) และ (2) ผลมากต่อแบคเวอร์คเกน (backward gain) และอินพุทอิมพีแดนซ์ (input impedance) และมีสามารถใช้ควบคุมหรือเพิ่มผลคิของพาราเมเตอร์ของสายอากาศ โคโยไม่มีผลต่อเกนอย่างรุนแรง

ความยาวและรัศมีของตัวพิคเคอร์มีผลเล็กน้อยต่อฟอร์ เวอร์คเกน และมีผลมากต่อแบคเวอร์คเกนและอิมพุทอิมพีแดนซ์ รูปร่างทางเรขาคณิตของมันได้รับการเลือกเพื่อควบคุมอินพุทอิมพีแดนซ์ซึ่งโคโยทั่วไปทำให้เป็นค่าจริง

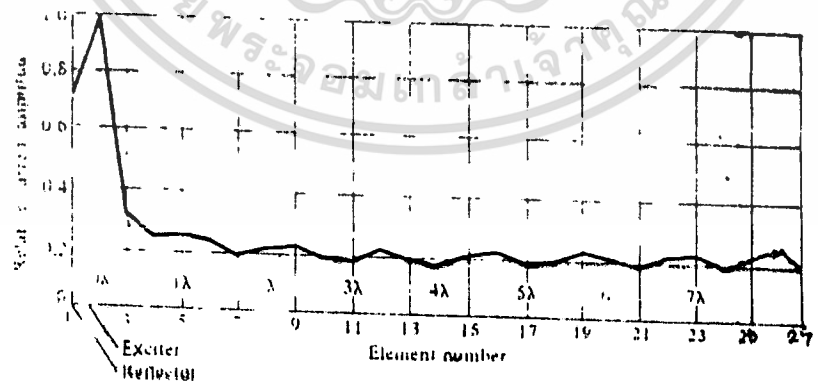
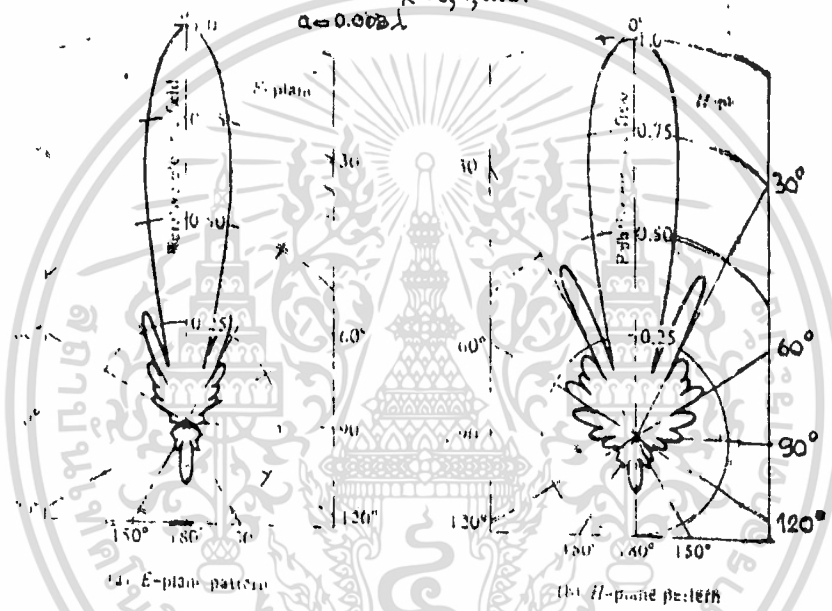
ขนาดและระยะห่างของตัวกำหนดทิศทาง มีผลอย่างมากต่อฟอร์เวิร์คเกน แบนด์เวิร์คเกน และอินพุทอิมพีแดนซ์ และมันได้รับการพิจารณาว่าเป็นเอเลเมนต์ (element) ที่สำคัญที่สุดของอาร์เรย์ (array)

1.2 พารามิเตอร์ (Parameter) ที่สำคัญ

1.2.1 แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (radiation pattern) โดยทั่วไปแพทเทิร์นในระนาบ E และ H ของสายอากาศยาก็ แสดงไค้ทั้งรูปที่ 1.2 (a) และ 1.2 (b) และมีลักษณะการกระจายกระแสตามความยาวของอาร์เรย์ไม่เท่ากัน ทั้งแสดงตามรูปที่ 1.2 (c)

ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของอาร์เรย์สามารถที่จะปรับได้โดยการควบคุมรูปร่างทางเรขาคณิตของพารามิเตอร์ของอาร์เรย์ ตัวอย่างเช่น ระยะห่างระหว่างตัวกำหนดทิศทาง สามารถที่จะ เปลี่ยนไปได้ในขณะที่มีระยะห่างระหว่างตัวสะท้อนคลื่นกับตัวฟีดเคอร์ไว้ และความยาวทั้งหมดของเอเลเมนต์ (element) คงที่ วิธีเช่นนี้ทำไว้โดย Cheng และ Chen เพื่อจะไค้ค่าโคเรคทีวี่ที่ดีที่สุด โคมใช้ 6 เอเลเมนต์ (4 ตัวกำหนดทิศทาง, ฟีดเคอร์ 1 และตัวสะท้อนคลื่น 1)

$$\begin{aligned}
 N &= 27 \\
 l_1 &= 0.60\lambda \\
 l_2 &= 0.47\lambda \\
 l_k &= 0.406\lambda, k = 3, 4, \dots, 27 \\
 s_{12} &= 0.125\lambda \\
 s_{lk} &= 0.34\lambda, l = 2, 3, \dots, 26 \\
 & \quad k = 3, 4, \dots, 27 \\
 a &= 0.002\lambda
 \end{aligned}$$



(c) Current distribution

รูปที่ 1.2 - E- and H-plane patterns and relative current amplitudes of a 27-element Yagi-Uda array. (SOURCE: G. A. Thiele, "Analysis of Yagi-Uda-Type Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-17, pp. 24-31, January 1969. (1969) IEEE

ผลของการเปลี่ยนแปลงระยะระหว่างตัวกำหนดทิศทางแสง

ตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 DIRECTIVITY OPTIMIZATION FOR SIX ELEMENT YAGI-UDA ARRAY (PERTURBATION OF ONE SET OF SPACINGS), $l_1 = 0.51\lambda, l_2 = 0.50\lambda, l_3 = l_4 = l_5 = l_6 = 0.43\lambda, s = 0.003369\lambda$

	s_{21}/λ	s_{32}/λ	s_{43}/λ	s_{54}/λ	s_{65}/λ	DIRECTIVITY (dB)
INITIAL ARRAY	0.250	0.310	0.310	0.310	0.310	9.06
OPTIMIZED ARRAY	0.250	0.336	0.398	0.310	0.407	10.72

SOURCE: D. K. Cheng and C. A. Chen, "Optimum Spacing for Yagi-Uda Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-25, pp. 615-623, September 1977. © (1977) IEEE

สำหรับอาร์เรย์เดียวกัน เราทำให้ระยะห่างทั้งหมดเปลี่ยนแปลงจนรักษาค่าคงที่ของพารามิเตอร์อื่น ๆ ทั้งหมด ผลแสดงดังตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 DIRECTIVITY OPTIMIZATION FOR SIX-ELEMENT YAGI-UDA ARRAY (PERTURBATION OF ALL ELEMENT SPACINGS), $l_1 = 0.51\lambda, l_2 = 0.50\lambda, l_3 = l_4 = l_5 = l_6 = 0.43\lambda, s = 0.003369\lambda$

	s_{12}/λ	s_{23}/λ	s_{34}/λ	s_{45}/λ	s_{56}/λ	DIRECTIVITY (dB)
INITIAL ARRAY	0.250	0.310	0.310	0.310	0.310	8.77
OPTIMIZED ARRAY	0.250	0.352	0.355	0.354	0.373	10.74

SOURCE: D. K. Cheng and C. A. Chen, "Optimum Spacing for Yagi-Uda Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-25, pp. 615-623, September 1977. © (1977) IEEE

วิธีอื่น ๆ คือ รักษา ระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์ทั้งหมดให้คงที่ไว้ และเปลี่ยนความยาว เพื่อทำให้โคโคเรคทีวิตีที่ถี่ที่สุด ผลแสดงดังตารางที่ 1.3

ตารางที่ 1.3 DIRECTIVITY OPTIMIZATION FOR SIX-ELEMENT YAGI-UDA ARRAY (PERTURBATION OF ALL ELEMENT LENGTHS), $s_{21} = 0.250\lambda, s_{32} = s_{43} = s_{54} = s_{65} = 0.310\lambda, s = 0.003369\lambda$

	l_1/λ	l_2/λ	l_3/λ	l_4/λ	l_5/λ	l_6/λ	DIRECTIVITY (dB)
INITIAL ARRAY	0.510	0.490	0.430	0.430	0.430	0.430	10.93
LENGTH-PERTURBED ARRAY	0.472	0.456	0.438	0.444	0.432	0.404	12.16

SOURCE: C. A. Chen and D. K. Cheng, "Optimum Element Lengths for Yagi-Uda Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-23, pp. 8-15, January 1975. © (1975) IEEE.

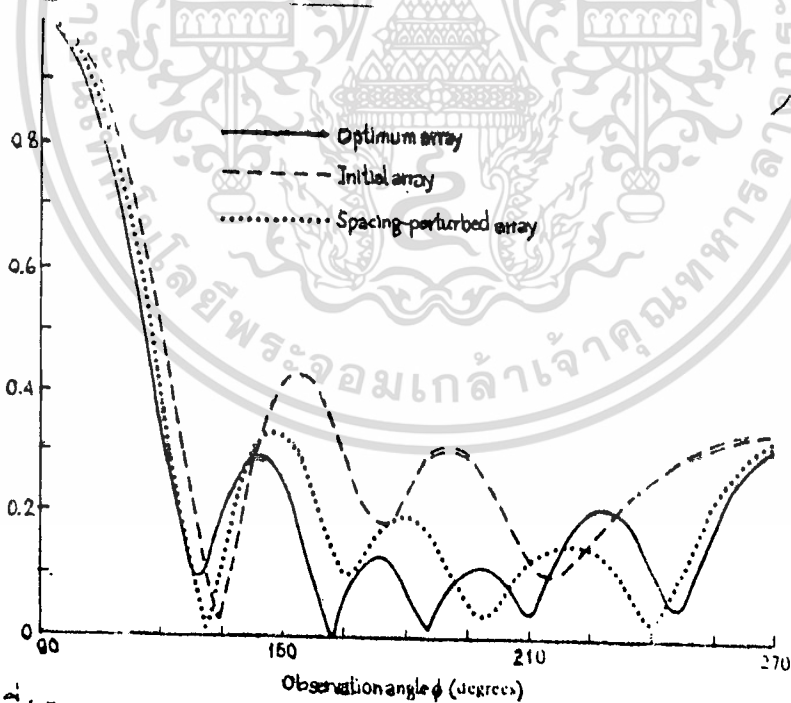
วิธีสุดท้ายคือ การเปลี่ยนแปลงทั้งระยะห่างและความยาว โดยคอนแรกนั้น Cheng และ Chen เปลี่ยนระยะห่างก่อน รักษาความยาวคงที่ไว้ และ

ต่อมาสำหรับอาร์เรย์เดียวกัน เปลี่ยนความยาวรักษาระยะห่างให้คงที่ ผลแสดงดังตารางที่ 1.4 ซึ่งวิธีการที่กล่าวมานี้เป็นการปรับปรุงค่าโคจรคิริตี้และอัตราส่วนหน้า-ทู้-แบค (front-to-back ratio) และสำหรับระนาบ $\theta = \pi/2, \phi!$ แพทเทิร์นของสนามระยะไกล (far-field pattern) แสดงดังรูปที่ 1.3

ตารางที่ 1.4 DIRECTIVITY OPTIMIZATION FOR SIX-ELEMENT YAGI-UDA ARRAY (PERTURBATION OF DIRECTOR SPACINGS AND ALL ELEMENT LENGTHS), $a=0.003369\lambda$

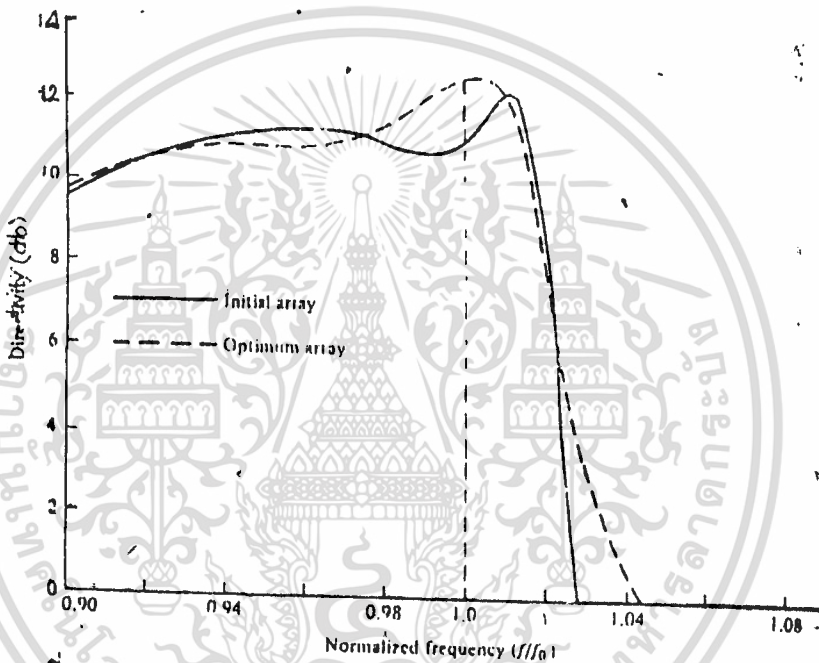
	l_1/λ	l_2/λ	l_3/λ	l_4/λ	l_5/λ	l_6/λ	s_{21}/λ	s_{32}/λ	s_{43}/λ	s_{54}/λ	s_{65}/λ	DIRECTIVITY (dB)
INITIAL ARRAY	0.510	0.490	0.430	0.430	0.430	0.430	0.250	0.310	0.310	0.310	0.310	10.93
ARRAY AFTER (SPACING) PERTURBATION	0.510	0.490	0.430	0.430	0.430	0.430	0.250	0.289	0.406	0.323	0.422	12.83
OPTIMUM ARRAY AT THE SPACING AND LENGTH PERTURBATION	0.472	0.452	0.436	0.430	0.434	0.430	0.250	0.289	0.406	0.323	0.422	13.41

SOURCE: C. A. Chen and D. K. Cheng, "Optimum Element Lengths for Yagi-Uda Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-23, pp. 8-15, January 1975. © (1975) IEEE.



รูปที่ 1.3 Normalized amplitude antenna patterns of initial, perturbed, and optimum six-element Yagi-Uda arrays (ตารางที่ 1.4) (SOURCE: C. A. Chen and D. K. Cheng, "Optimum Element Lengths for Yagi-Uda Arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-23, pp. 8-15, January 1975. © (1975) IEEE)

1.2.2 ช่องกว้างของความถี่ (Frequency Bandwidth) อาร์เรย์ จะได้รับการออกแบบโดยการเปลี่ยนแปลงระยะห่างสำหรับทุก ๆ เอลิเมนต์ เพื่อให้ได้ค่าโคเรคทีฟ Δ ความถี่ f_0 คีที่สุด โดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ทางเรขาคณิต ตามตารางที่ 1.2 ผลแสดงดังรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4 Bandwidth of Initial and optimum six-element Yagi-Uda array with perturbation of all element spacings (ตาราง 1.2) (source: N. K. Takla and L. C. Shen, "Bandwidth of a Yagi Array with Optimum Directivity," *IEEE Trans. Antennas Propag.* vol AP-25, pp. 913-914, November 1977. © (1977) IEEE)

ค่า Δ = เอลิเมนต์ แบนด์วิธ (3-dB bandwidth) เกือบจะเป็นค่าเดียวกันสำหรับอาร์เรย์ก่อนเปลี่ยนแปลงและภายหลังเปลี่ยนแปลง การลดลงอย่างรวดเร็วของค่าโคเรคทีฟ Δ ความถี่มากกว่า f_0 และเกือบคงที่เมื่อน้อยกว่า อาจจะเป็นข้อมูลในการสร้างสายอากาศซึ่งสามารถที่จะเสริมคลื่นเดินทาง (traveling wave) ณ $f < f_0$

1.2.3 อินพุท อิมพีแดนซ์ (Input Impedance) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศยาคี วัตที่จุดศูนย์กลางของโคเวน เอเลเมนต์ โดยปกติมีค่าน้อยสำหรับ 13-เอเลเมนต์ โดยการใช้เรโซแนนซ์โคเวนเอเลเมนต์ (resonant driven element) ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ ที่วัดได้แสดงในตารางที่ 1.5

รูปที่ 1.5 INPUT IMPEDANCE OF A 13-ELEMENT YAGI-UDA ARRAY (REFLECTOR LENGTH = 0.5λ; DIRECTOR SPACING = 0.34λ; DIRECTOR LENGTH = 0.406λ)

REFLECTOR SPACING s_{21}/λ	INPUT IMPEDANCE (ohms)
0.25	62
0.18	50
0.15	32
0.13	22
0.10	12

บางค่าจะต่ำ สำหรับการแมตชิ่ง (matching) กับค่า 50, 70 หรือ 300 โอห์มของสายส่ง อย่างไรก็ตามมันสามารถที่จะทำให้เพิ่มขึ้นได้โดยทั่วๆไปประมาณ 4, 9, 16 และต่อไป โดยการใชโพลเกก โทโพ. (folded dipole) เป็นฟีดเอเลเมนต์

บทที่ 2
การเกิดสนามแม่เหล็ก

2.1 ทฤษฎีทางคณิตศาสตร์

โดยอ้างถึงรูปที่ 1.4 อาจแสดงได้ว่า สำหรับลวดเส้นผ่าศูนย์กลางน้อย ๆ กระแสบนแต่ละ เอ เลเมนต์ สามารถที่จะประมาณได้โดยอนุกรมล้นสุดของโมดคู่ลำดับที่ (odd-ordered even mode) ดังนั้น กระแสบนเอเลเมนต์ที่ k สามารถเขียนได้โดยใช้การขยายอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier Series Expansion) ดังนี้

$$I_n(z') = \sum_{m=1}^M I_{mn} \cos[(2m-1) \frac{\pi z'}{l_n}] \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.1)$$

เมื่อ I_{mn} = ค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสเชิงซ้อน (complex current) ของโมด m สำหรับเอเลเมนต์ k
 l_n = ความยาวของเอเลเมนต์ k

โดยการใส่สเกลเวกเตอร์โพเทนเชียล (vector potential) สามารถแสดงได้ว่าสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกมาจากเอเลเมนต์ของอาร์เรย์แต่ละอันด้วยกระแสที่แสดงโดยสมการ(2.1) สำหรับอาร์เรย์ที่มีตัวสะท้อนคลื่น 1 อัน โคเวเน เอเลเมนต์ 1 อันและ D ตัวกำหนดทิศทางเป็นดังนี้

$$E_z(x, y, z) = -j\eta \frac{\lambda}{8\pi^2} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{mn} \int_{-l_n/2}^{l_n/2} G(x, y, z/x', y', z') \cdot \cos[(2m-1) \frac{\pi}{l_n} z'] dz' \quad (2.2)$$

$$\text{เมื่อ } G(x, y, z/x', y', z') = \frac{e^{-jkR}}{R^3} [(1+jkR)(2R^2 - 3d^2) + (kaR)^2] \quad (2.2a)$$

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + d^2 + (z-z')^2} \quad (2.2b)$$

N = จำนวนเอเลเมนต์ทั้งหมด (ตัวกำหนดทิศทาง, ฝึกเกอร์และตัวสะท้อนคลื่น)
 จุด (x', y', z') แสดงถึงจุดใด ๆ บนแต่ละซอร์สเอเลเมนต์ (source element)

จุด (x, y, z) แสดงถึงจุดสังเกต

ดังนั้น สำหรับแต่ละจุด (x, y, z) จุดกำเนิด (source point) ทั้งหมดต้องรวมอยู่ด้วยเพื่อกำหนดเงื่อนไขขอบเขตของกระแส และการบังคับขอบเขตนี้สร้างระบบของสมการพีชคณิตเชิงเส้น ซึ่งใช้สำหรับการแก้หาค่าสัมประสิทธิ์ของกระแสเชิงซ้อน (I_m) ของการขยายอนุกรมฟูเรียร์สำหรับแต่ละเอเลเมนต์

โดยทั่วไป สนามไฟฟ้าระนาบไกล ซึ่งแพร่กระจายออกมาจากเอเลเมนต์เดียวหาได้โดยการอินทิเกรตสมการต่อไปนี้

$$dE_\theta = j\eta \frac{kIe(z')e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \cdot e^{jkz'\cos\theta} dz'$$

ตลอดความยาวทั้งหมด ผลที่ได้คือ

$$E_\theta = j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta \int_{-l/2}^{l/2} I(z')e^{jkz'\cos\theta} dz' \quad (2.3)$$

สำหรับการขยายอนุกรมฟูเรียร์ ของกระแสที่แสดงโดยสมการ(2.1) ค่าสัมประสิทธิ์ที่แพร่กระจายออกมาโดย เอเลเมนต์ที่ m จะเป็นดังนี้

$$E_{\theta n} = -j\eta \frac{I_n e^{-jkr_0}}{4r_0} \sin\theta \sum_{m=1}^M \left[\frac{(-1)^m (2m-1) I_{mn} \cos\left(\frac{\pi l n \cos\theta}{\lambda}\right)}{(2m-1)^2 - \left(\frac{2l n \cos\theta}{\lambda}\right)^2} \right] \quad (2.4)$$

เมื่อ $r_0 = r - (x \sin\theta \cos\phi + y \sin\theta \sin\phi + z \cos\theta)$

ดังนั้นสำหรับ N เอเลเมนต์แต่ละเอเลเมนต์กับ M โมดสนามไฟฟ้าทั้งหมดคือ

$$E_\theta = \sum_{n=1}^N E_{\theta n} = -j\eta \frac{e^{-jkr}}{4r} F_r(\theta, \phi) \quad (2.5)$$

$$\text{เมื่อ } F_r(\theta, \phi) = \sin\theta \sum_{n=1}^M z_n \left\{ \ln e^{j\psi_n} \left[\sum_{m=1}^M (-1)^m \frac{(2m-1) I_{mn} \cos\left(\frac{\pi l_n}{\lambda} \cos\theta\right)}{(2m-1)^2 - \left(\frac{2l_n}{\lambda} \cos\theta\right)^2} \right] \right\}$$

$$\psi_n = k(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi + z_n \cos\theta)$$

F_r สดงถึงแพทเทิร์นแฟคเตอร์ (pattern factor) ทั้งหมด และมีแนวโน้มจะเป็นรูปแบบที่ซับซ้อนมากกว่า ถ้าจำนวนโมดในแต่ละเอเลเมนต์ไม่เหมือนกัน

2.2 การสร้างเอนไฟร์บีม (Endfire Beam)

ในการสร้างเอนไฟร์บีม พาราเมตริกเอเลเมนต์ในทิศทางของลำคลื่น จะมีความยาวน้อยกว่าความยาวของพิคเอเลเมนต์ โดยทั่วไปแล้วค่าความยาวของโคเวนเอเลเมนต์ที่จะเรโซแนนซ์ (resonance) มีค่าน้อยกว่า $\lambda/2$ อยู่เล็กน้อย ($0.45 - 0.49 \lambda$) ในขณะที่ความยาวของตัวกำหนดทิศทางมีค่าประมาณ 0.4 ถึง 0.45λ อย่างไรก็ตามความยาวหรือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวกำหนดทิศทางไม่มีอิทธิพลมากนัก ระยะห่างระหว่างตัวกำหนดทิศทางมีค่าอยู่ประมาณ $0.3 - 0.4 \lambda$ และมันก็ไม่จำเป็นต้องเท่ากันเสมอไป สำหรับความยาวของตัวสะท้อนคลื่นจะยาวกว่าความยาวของพิค นอกจากนี้ระยะห่างระหว่างพิคเอเลเมนต์และตัวสะท้อนคลื่นคอนซางจะน้อยกว่าระยะห่างระหว่างพิคเอเลเมนต์และตัวกำหนดทิศทางที่ไกลที่สุด

เพราะว่าความยาวของตัวกำหนดทิศทางแต่ละอันน้อยกว่าความยาวที่มีน้เกิดเรโซแนนซ์ ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของแต่ละอันจะเป็นค่าปาสซีฟและกระแสจะนำหน้าศักย์เหนี่ยวนำ (induced emf.) ในทำนองเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ของรีเฟลคเตอร์จะเป็นอินดักทีฟและเฟสของกระแสของศักย์เหนี่ยวนำเฟสทั้งหมดของกระแสในตัวกำหนดทิศทางและตัวสะท้อนคลื่นไม่ไ้ขึ้นกับความยาวของมันแต่เพียงอย่างเดียว แต่ยังขึ้นอยู่กับระยะห่างระหว่างเอเลเมนต์กับเอเลเมนต์ที่อยู่ติดกัน

ด้วย ดังนั้นด้วยระยะห่างระหว่างจอเลเมนต์ที่เหมาะสมกับความยาวที่น้อยกว่าความยาวที่เกิดเรโซแนนซ์เล็กน้อย (น้อยกว่า 0.5λ) จะแสดงเป็นตัวกำหนดทิศทาง เพราะมันทำตัวเป็นอาร์เรย์ด้วยกระแสที่มีขนาดประมาณเท่ากัน และมีเฟสชิฟ (phase shift) ที่ก้าวหน้าเท่ากัน ซึ่งจะเสริมสนามของเอเลเมนต์ที่ได้รับพลังงาน (energized element) ไปในทิศทางของตัวกำหนดทิศทาง 0.5λ หรือมากกว่าเล็กน้อย จะแสดงคุณสมบัติเป็นตัวสะท้อนคลื่น ในทางปฏิบัติหลักเกณฑ์ที่สำคัญของตัวสะท้อนคลื่น แสกกโคโยเอเลเมนต์อันแรกที่ติดต่อกับเอเลเมนต์ที่ได้รับพลังงาน ถ้าใช้เอเลเมนต์มากกว่าหนึ่ง (อย่างมากสอง) เป็นตัวสะท้อนคลื่น จะโคคุณสมบัติของสายอากาศยาก็เพิ่มมาเพียงเล็กน้อยเท่านั้น อย่างไรก็ตาม การแก้ไขสามารถจะทำโค โคโยโซจำนวนของตัวกำหนดทิศทางที่มากกว่า เพิ่มเข้าไปในอาร์เรย์ ในทางปฏิบัติมีข้อจำกัด เมื่อเพิ่มจำนวนตัวกำหนดทิศทาง เพราะขนาดของกระแสเหนี่ยวนำบนเอเลเมนต์อันปลาย ๆ จะมีขนาดลดลง

จากเอกสารที่ตีพิมพ์ออกมาได้ให้ข้อมูลเกี่ยวกับการตรวจสอบการทดลอง ซึ่งจัดทำโดย The National Bureau of Standards ซึ่งได้ทำการศึกษาวาชนาค เส้นผ่าศูนย์กลางของพาราซิติกโอเลเมนต์ ความยาวของโอเลเมนต์ระยะห่างระหว่างโอเลเมนต์ บูม (boom) ซึ่งมีขนาดภาคคักต่าง ๆ กัน ตัวสะท้อนคลื่นหลาย ๆ ชนิด และความยาวทั้งหมด มีผลคือเกน (gain) ที่วัดอย่างไร ได้มีการรวบรวมข้อมูลทางกราฟจำนวนมาก เพื่อให้การออกแบบง่ายขึ้นสำหรับความยาวของสายอากาศต่าง ๆ กัน เพื่อจะเลือกเกนที่ดีที่สุด

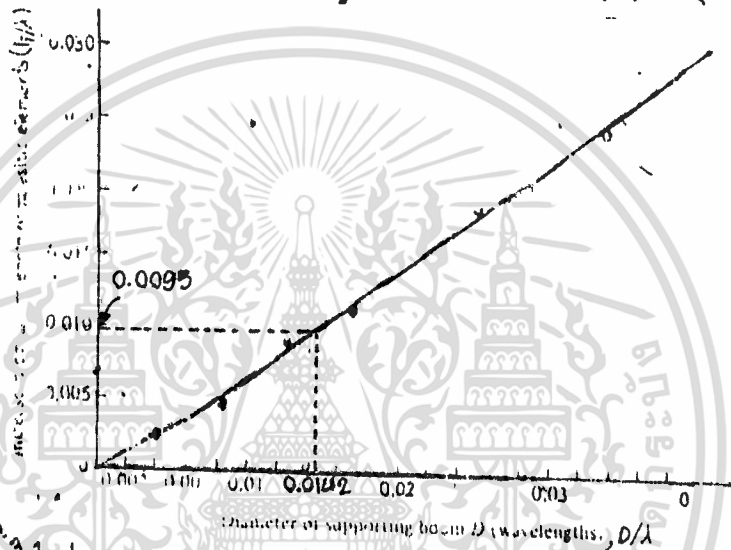
การออกแบบที่ละขั้นตอนถูกกำหนดขึ้นมา เพื่อการหาพารามิเตอร์ (parameter) ทางเรขาคณิตของสายอากาศยาก็ สำหรับค่าเกนที่ต้องการ (สำหรับ $\lambda/2$ โพลที่คักตั้ง ณ ความสูงเดียวกันเหนือพื้นดิน) กราฟที่มีอยู่สามารถที่จะใช้ออกแบบอาร์เรย์ของความยาวทั้งหมด (จากตัวสะท้อนคลื่นถึงตัวกำหนดทิศทางอันสุดท้าย) ขนาด 0.4, 0.8, 1.2, 2.2, 3.2 และ 4.2 λ ควบคุมค่าเกนที่สมนัยกัน คือ 7.1, 9.2, 10.2, 12.25, 13.4 และ 14.2 dB ตามลำดับ และควบคุมอัตราส่วนของเส้นผ่าศูนย์กลางต่อความยาวคลื่นขนาด $0.001 \leq d/\lambda_0 \leq 0.04$ เท่านั้น แม้กราฟจะไม่ครอบคลุมไปถึงการออกแบบทั้งหมด แต่มันก็พลิกแพลงได้ขอที่โครงการในทางปฏิบัติไค้มาก และโคเวน โอเลเมนต์ที่ใช้ศึกษาข้อมูลคือ $\lambda/2$ โพลเกกโคโพล

หัวใจของการออกแบบคือข้อมูลที่ประกอบไปด้วย

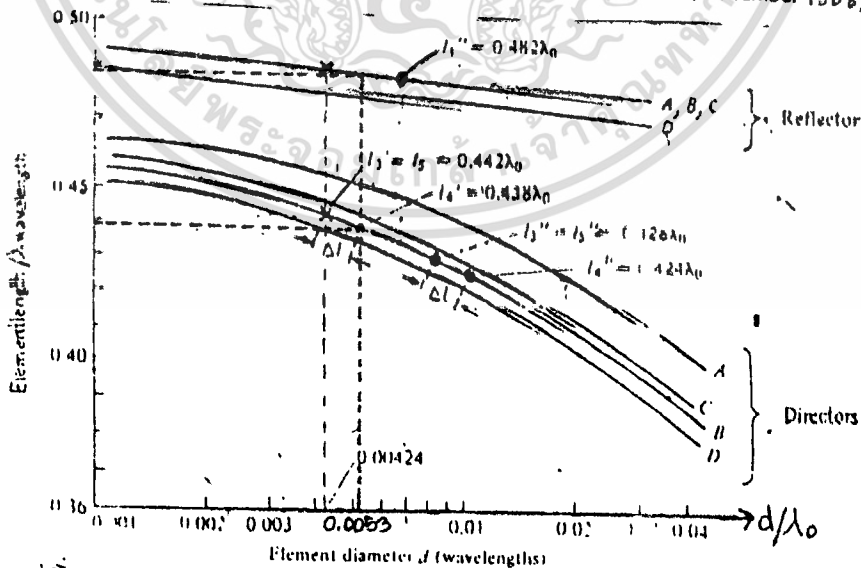
1. ตารางที่ 3.1 ซึ่งแสดงถึงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ใหม่ลคี่ที่สุด สำหรับความยาวที่แตกต่างกัน 6 แบบ และสำหรับค่า $d/\lambda_0 = 0.0085$ เมื่อ d คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโอเลเมนต์

2. รูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงถึงความยาวของตัวกำหนดทิศทางและตัวสะท้อนคลื่นที่ยังไม่ซบเซา สำหรับ $0.001 \leq d/\lambda_0 \leq 0.04$

3. รูปที่ 3.2 กำหนดความยาวขดเคเบิลที่เพิ่มขึ้นสำหรับพาราซิติกเอเลเมนต์ทั้งหมด (ตัวกำหนดทิศทางและตัวสะท้อนคลื่น) ควบคู่กันขึ้นของอัตราส่วนระหว่างบวม (boom) (boom) กับความยาวคลื่นที่มีค่าอยู่ระหว่าง $0.001 \leq D/\lambda_0 \leq 0.04$



รูปที่ 3.1 Increase in optimum length of parasitic elements as a function of metal boom diameter (SOURCE: P. P. Viezbicke, "Yagi Antenna Design," NBS Technical Note 688, U.S. Department of Commerce/National Bureau of Standards, December 1968)



รูปที่ 3.2 Design curves to determine element lengths of Yagi-Uda arrays. (SOURCE: P. P. Viezbicke, "Yagi Antenna Design," NBS Technical Note 688, U.S. Department of Commerce, National Bureau of Standards, December 1968)

ตารางที่ 3.1 OPTIMIZED LENGTHS OF PARASITIC ELEMENTS FOR YAGI-UDA ANTENNAS OF SIX DIFFERENT LENGTHS

$d/\lambda = 0.0085$
 $s/\lambda = 0.2\lambda$

LENGTH OF REFLECTOR l_1/λ	LENGTH OF YAGI-UDA IN WAVELLENGTHS					
	0.4	0.8	2.0	4.0	1.7	4.2
l_2	0.482	0.482	0.432	0.442	0.482	0.475
l_3	0.424	0.428	0.426	0.412	0.428	0.424
l_4		0.424	0.420	0.411	0.420	0.424
l_5		0.428	0.420	0.407	0.407	0.420
l_6			0.428	0.398	0.398	0.407
l_7				0.390	0.394	0.403
l_8				0.390	0.390	0.398
l_9				0.390	0.386	0.394
l_{10}				0.390	0.386	0.390
l_{11}				0.398	0.386	0.390
l_{12}				0.407	0.386	0.390
l_{13}					0.386	0.390
l_{14}					0.386	0.390
l_{15}					0.386	0.390
l_{16}					0.386	
l_{17}					0.386	
SPACING BETWEEN DIRECTORS (s_1/λ)	0.20	0.20	0.25	0.20	0.20	0.308
GAIN RELATIVE TO HALF-WAVE DIPOLE (dB)	7.1	9.2	10.2	12.5	13.4	14.2
DESIGN CURVE (SEE FIGURE 9.17)	(A)	(B)	(B)	(C)	(B)	(D)

SOURCE: Peter P. Vitzthick, *Yagi Antenna Design*, NBS Technical Note 688, December 1968.

สมาชิกสภาที่ออกแบบตามโครงการนี้กำหนดให้ใช้งาน ณ ความถี่ 168.7 MHz มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของเอเลเมนต์ $d = 0.94$ ซม. ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของบุม $D = 2.54$ ซม. และต้องการค่าเกน (gain) 9.2 dB

วิธีทำ

ก. $f_0 = 168.7 \text{ MHz}$ ความยาวคลื่น $\lambda_0 = 177.8 \text{ ซม.}$

ดังนั้น $d/\lambda_0 = 0.0053$ และ $D/\lambda_0 = 0.0142$

ข. จากตารางที่ 3.1 อาร์เรย์ที่ต้องการมีเอเลเมนต์ทั้งหมด 5 เอเลเมนต์ (3 ตัวกำหนดทิศทาง, 1 ตัวสะท้อนคลื่นและ 1 โกวเอนเอเลเมนต์) สำหรับค่า 0.0085 ค่าความยาวที่ใกล้คลี่ที่สุดแสงถึงคอลัมน์ที่ 2 ($l_3 = l_5 = 0.428\lambda_0$, $l_4 = 0.424\lambda_0$ และ $l_1 = 0.482\lambda_0$) ความยาวทั้งหมดของสายอากาศคือ $L = (0.6 + 0.2)\lambda_0 = 0.8\lambda_0$ ระยะห่างระหว่างตัวกำหนดทิศทาง $0.2\lambda_0$ และระหว่างตัวสะท้อนคลื่น $0.2\lambda_0$ สิ่งที่ต้องการคือหาความยาวที่ใกล้คลี่ที่สุดของพาราสิติก เอเลเมนต์สำหรับค่า $d/\lambda_0 = 0.0053$

ค. กำหนดจุดที่มีความยาวที่ใกล้คลี่ที่สุดจากตารางที่ 3.1 ($l'_3 = l'_5 = 0.428\lambda_0$, $l'_4 = 0.424\lambda_0$ และ $l'_1 = 0.482\lambda_0$) ลงบนรูปที่ 3.2 แสงโคจรโดยเครื่องหมาย จุด (.)

ง. จากรูปที่ 3.2 ลากเส้นถึงผ่านจุด $d/\lambda_0 = 0.0053$ ตัดเส้นโค้ง B ความยาว $l_3 = l_5 = 0.438\lambda_0$ และความยาว $l_1 = 0.484\lambda_0$ ซึ่งเป็นความยาวของตัวกำหนดทิศทางและตัวสะท้อนคลื่นที่ยังไม่ซกเขยตามลำดับ

จ. ใช้ดีไวเดอร์ (divider) วัดระยะ Δl ตามเส้นโค้งตัวกำหนดทิศทาง (B) ระหว่างจุด $l'_3 = l'_5 = 0.428\lambda_0$ และจุด $l'_4 = 0.424\lambda_0$ ย้ายระยะนี้จากจุด $l'_3 = l'_5 = 0.438\lambda_0$ บนเส้นโค้ง B ซึ่งกำหนดไว้ตามข้อ ง. และแสงโคจรโดยเครื่องหมาย x ลงมาตามเส้นโค้ง และหาความยาว l_4 ที่ยังไม่ซกเขยเท่ากับ $0.435\lambda_0$ ดังนั้นจะได้ความยาวที่ยังไม่ซกเขยของอาร์เรย์ $f_0 = 168.7 \text{ MHz}$ เป็นดังนี้

$$l_1 = 0.484\lambda_0$$
$$l_3 = l_5 = 0.438\lambda_0$$
$$l_4 = 0.435\lambda_0$$

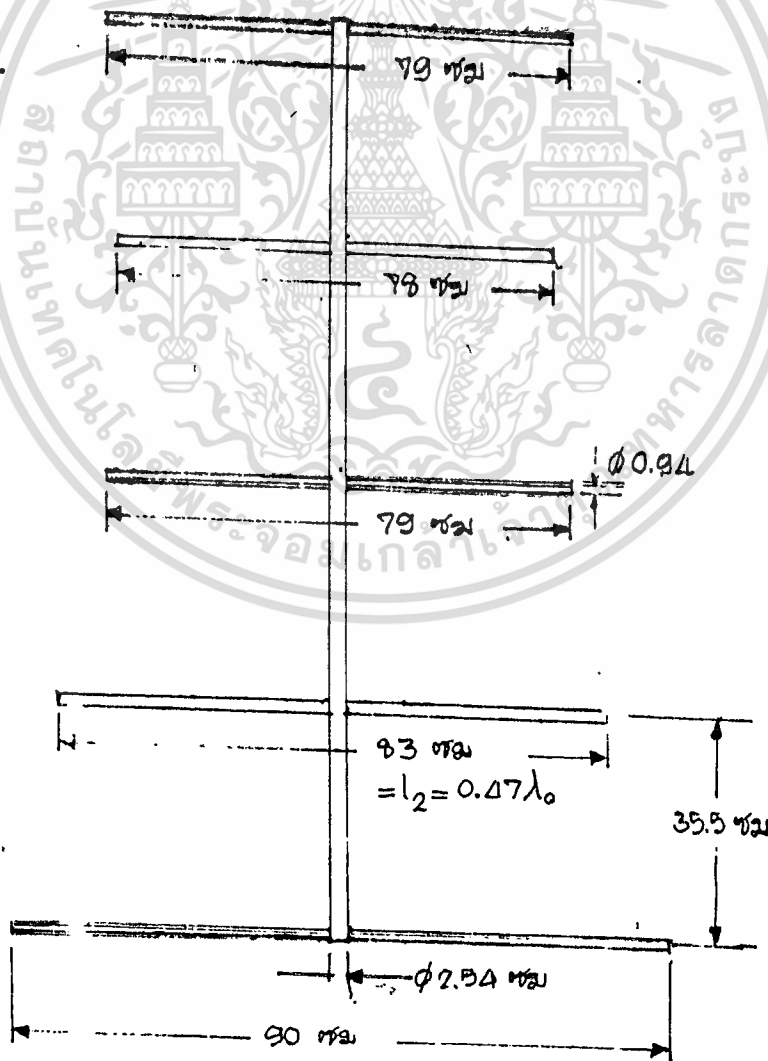
๓ แก่ความยาวของเอเลเมนต์ เพื่อชดเชยสำหรับค่า เส้นผ่าศูนย์กลางของมุม จากรูปที่ 3.1 ค่า $D/\lambda_0 = 0.0142$ ของการการเพิ่มความยาวบางส่วนใน แต่ละเอเลเมนต์ความยาวประมาณ $0.0095 \lambda_0$ ดังนั้นความยาวสุดท้ายของแต่ละเอเลเมนต์เป็น

$$l_3 = l_5 = 0.438 + 0.0095 = 0.447 \lambda_0 = 79 \text{ ซม.}$$

$$l_4 = 0.435 + 0.0095 = 0.444 \lambda_0 = 78 \text{ ซม.}$$

$$l_1 = 0.484 + 0.0095 = 0.493 \lambda_0 = 87 \text{ ซม.}$$

แต่ในโครงการที่ใช้ความยาว l_1 เป็น $0.5 \lambda_0 = 90 \text{ ซม.}$



วิธีการแมตซิ่ง (Matching Technique)

4.1 สาเหตุที่มีการแมตซิ่ง

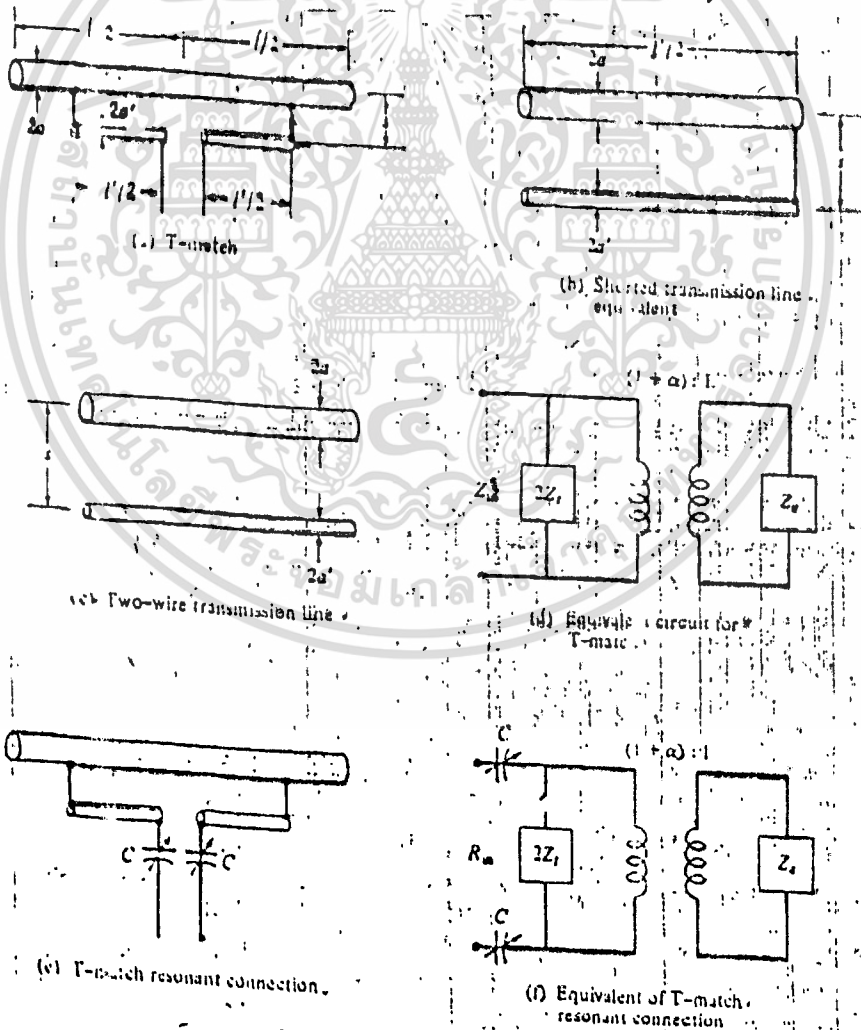
การรับ-ส่งของระบบสายอากาศในย่านความถี่หนึ่ง ๆ ไม่ได้ขึ้นอยู่กับ การตอบสนองทางความถี่ของ เอ เล เม น ท์ เท่านั้น แต่ยังขึ้นอยู่กับคุณลักษณะทางความถี่ (frequency characteristic) ของการทอสายส่ง เข้ากับเอ เล เม น ท์ ควบในทางปฏิบัติค่าของอิมพีแดนซ์ของสายส่ง เป็นค่าจริงในเมื่อค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเป็นค่าเชิงซ้อน และการแปรเปลี่ยนค่าคุณสมบัติทั้งสองที่กล่าวมาช่วยฟังก์ชัน (Function) ของความถี่ก็ไม่เหมือนกัน ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบวงจรคัป-ปลิง-แมตซิ่ง (coupling matching network) ขึ้นมา เพื่อจะให้ได้ทำการแมตซิ่งค่าคุณลักษณะทั้งสองที่กล่าวมาในย่านความถี่ที่ต้องการ

4. ที-แมตซ (T-match)

วิธีการแมตซิ่งแบบขนานที่โหนดดีอีกแบบหนึ่งคือ การค่อแบบ ที-แมตซ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ควบวิธีนี้โคโพลความยาว l ซึ่งมีรัศมี α ค่ออยู่กับสายส่งโคบายโคโพลอีกอันหนึ่ง ซึ่งมีความยาว $l' (l' < l)$ และมีรัศมี α' โกลโพลอันเล็กกว่าค่ออยู่กับโคโพลอันใหญ่กว่าที่ระยะ $l/2$ จากจุดศูนย์กลางและตั้ง 2 โกลโพลแยกห่างจากกันเป็นระยะ S สายส่งค่ออยู่กับโคโพลอันเล็กที่จุดศูนย์กลาง การค่อแบบที-แมตซเป็นรูปแบบทั่วไปของโพลเคก โกลโพล (folded dipole) เพราะขาทั้งสองมักจะมีควมยาวหรือเส้นผ่าศูนย์กลางไม่เท่ากัน ขบวนการออกแบบสำหรับที-แมตซได้รับการพัฒนาอย่างง่าย ๆ มาเป็นโพลเคก โกลโพล กระแสทั้งหมดที่จุดอินพุท แบ่งระหว่างตัวนำ 2 ตัว ความเส้นทางที่ขึ้นอยู่กับรัศมีเปรียบเทียบของตัวนำ

2 ตัว และระยะห่างระหว่างตัวนำ เพราะว่าตัวนำ 2 ตัว โดยทั่วไปมีขนาดรัศมีไม่เท่ากัน การแบ่งกระแสของโมดสายอากาศ (antenna mode) จึงมีค่าไม่เท่ากัน และจะถูกกำหนดโดยแฟคเตอร์การแบ่ง (division factor) ซึ่งจะบอกกำหนดการแบ่งโวลเตจของโมดของสายส่ง

ที-แมทช์เป็นระบบที่สมมาตรและสมมูล มันจึงมีความเหมาะสมอย่างมากสำหรับการใช้กับสายส่งที่เป็นตัวนำแบบขนาน ดังเช่น สายทวินลีด (twin-lead) สายโคแอกเชียลซึ่งเป็นสายไม่สมมาตรและไม่สมมูล เหมาะสำหรับการคอปโพลทวอยการโงะเดมมาแมทช์ (Gramma match)



รูปที่ ๓.๑ ที-แมทช์และวงจรมลลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง ๆ ที่มีการอธิบายถึงกำรวิเคราะห์ที่อยู่หลายชั้นคอน แต่ก็มีเพียงบางชั้นคอนเท่านั้นที่ใช้ในการออกแบบที่-แมทซ์

การออกแบบที่-แมทซ์

1. คำนวณค่าแฟคเตอร์การแบ่งกระแส (current division factor)

โดย

$$\alpha = \frac{\cosh^{-1}\left(\frac{v^2 - v'^2 + 1}{2v}\right)}{\cosh^{-1}\left(\frac{v^2 + v'^2 - 1}{2vv'}\right)} \approx \frac{\ln(v)}{\ln(v) - \ln(v')} \geq 1 \quad (4.1)$$

$$v = a/a' \quad (4.1ก)$$

$$v = s/a' \quad (4.1ข)$$

2. คำนวณค่าอิมพีแดนซ์ ณ จุดทางเข้าสำหรับโมคสายส่ง กล่าวคือสายส่ง 2 สายที่ซอร์ทกันที่ความยาว $l/2$ กวรัศมี a, a' และระยะห่าง S ดังแสดงตามรูปที่ 4.1b

$$z_t = jz_0 \tan(kl/2) \quad (4.2)$$

เมื่อ

$$z_0 = 60 \cosh^{-1}\left(\frac{s^2 - a^2 - a'^2}{2aa'}\right) \approx 276 \log\left(\frac{s}{\sqrt{aa'}}\right) \quad (4.3)$$

z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง 2 สาย (two-wire transmission line) กวรัศมี a, a' และระยะห่าง S ดังแสดงรูปที่ 4.1c

3. อินพุตอิมพีแดนซ์ทั้งหมดซึ่งเป็นผลรวมระหว่างสายอากาศ (กระจายคลื่น) และโมคการส่ง (ไม่กระจายคลื่น) เขียนได้เป็น

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = \frac{2z_t[(1+\alpha)^2 Z_a]}{2z_t + (1+\alpha)^2 Z_a} \quad (4.4)$$

และอินพุทแอดมิทแตนซ์ (input admittance) หาได้โดย

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{Y_a}{(1+\alpha)^2} + \frac{1}{2Z_t} \quad (4.5)$$

$Z_a = 1/Y_a$ คือค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ในฟรีสเปซ (free space) ที่จุดกลางของสายอากาศเมื่อไม่มีการต่อที่-แมทซ์

จากการพิจารณาสมการ (4.4) หรือ (4.5) ที่-แมทซ์ทำงานคล้ายกับวงจรสมมูลตามรูปที่ 4.1d ซึ่งอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเพิ่มขึ้นด้วยอัตราส่วน $(1+\alpha)$ และมีมันดุกจิกวางใหญ่ขนาดเท่ากับ 2 เท่าของอิมพีแดนซ์ของโมดที่ไม่มีการแพร่กระจายคลื่น (สายส่ง)

สำหรับ $l' = \lambda/2$ อิมพีแดนซ์ของสายส่ง Z_t มีค่ามากกว่า $(1+\alpha)^2 Z_a$ มาก ดังนั้นค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ตามสมการ (4.4) ลดรูปเป็น

$$Z_{in} \approx (1+\alpha)^2 Z_a \quad (4.6)$$

สำหรับความยาว 2 ตัวที่มีรัศมีเท่ากัน และค่าแฟคเตอร์การแบ่งกระแสมีค่าเป็น 1 สมการ (4.6) เขียนได้ดังนี้

$$Z_{in} \approx 4 Z_a \quad (4.7)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ของสมการ (4.4) โดยทั่วไปเป็นค่าเชิงซ้อน เพราะว่าแต่ละความยาว ($l'/2$) ของท่อนที่-แมทซ์ โดยปกติถูกเลือกให้มีขนาดเล็กมาก ($0.03-0.06 \lambda$) . Z_{in} มีค่าเป็นอินดักทีฟ (inductive) เพื่อแก้ค่ารีแอคแตนซ์ (รีโซแนนซ์ สายอากาศ) ณ ความถี่กลางที่กำหนดและรักษาความสมดุลของระบบจะใช้คาปาซิเตอร์ (capacitor) 2 ตัว ต่ออนุกรมกันและเปลี่ยนค่าไปตามรูปที่ 4.1e ค่าของคาปาซิเตอร์แต่ละตัวได้รับการเลือกเพื่อทำให้ Z_{in} ตามสมการ

(4.4) มีค่าเท่ากับ R_{in} ($Z_{in} = R_{in}$) และเพื่อให้ได้ทั้งนี้ ค่าคาปาซิเตอร์มีค่า
ดังนี้

$$C = 2C_{in} = \frac{1}{\pi f X_{in}} \quad (4.8)$$

เมื่อ f เป็นความถี่กลาง และ C_{in} คือค่าของคาปาซิเตอร์ 2 ตัวต่อ
แบบอนุกรม วงจรรีโซแนนซ์สมมูลย์ แสดงโคคตามรูปที่ 4.4f:

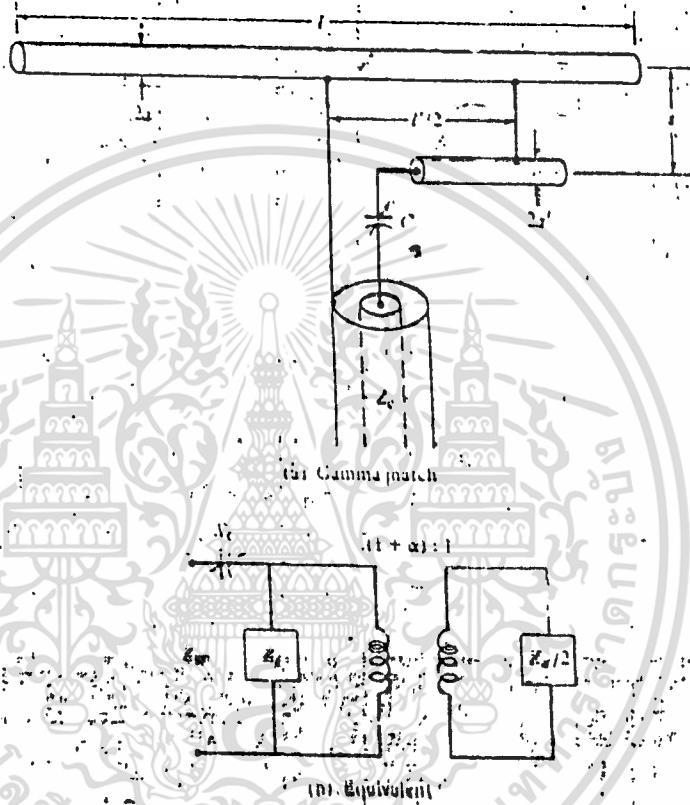
การต่อที่-แมทซ์ตามรูปที่ 4.1e ไม่ได้แค่เพียง เพื่อจะรีโซแนนซ์วงจรเท่านั้น
แต่ยังใช้ทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์ทั้งหมดมีค่า เท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายฟีด (
feed transmission line) ด้วย ซึ่งทำได้โดยการเลือกค่า $1/2$ และ C
ที่เหมาะสม (ค่า S โดยปกติไม่เปลี่ยนค่า เพราะว่าค่าอิมพีแดนซ์ไม่แปรตามค่า S
ไปมากนัก) ในกรณีทั้งหมดการลองดูโคลงถูกโคคเข้ามาใช้ แนววิธีการทางกราฟโดยการ
ใช้สมิทชาร์ทโดยทั่วไปจะสะดวกมากกว่า และจะได้อธิบายในหัวข้อต่อไปสำหรับ
แมทซ์มาแมทซ์

4.3 แมทซ์มาแมทซ์ (Gamma match)

บ่อยครั้งที่สายอากาศโคโพลได้รับการฟีด โดยสายโคแอกเชียล
(coaxial) ซึ่งเป็นสายส่งที่ไม่สมดุลย์ (unbalanced) วิธีที่สะดวกใน
การต่อโคโพลหรือสายอากาศอื่น ๆ เช่น ยากิ, ล็อก-พีเรียดิก (log-periodic)
 ฯลฯ เข้ากับสายโคแอกเชียลที่มีค่าความต้านทาน 50 หรือ 70 โอห์ม เพื่อทำการ
แมทซ์คือการ ใช้แมทซ์มาแมทซ์ ซึ่งได้แสดงไว้ทั้งรูปที่ 4.2 การต่อแบบนี้สมมูลย์กับครึ่ง
หนึ่งของที่-แมทซ์และใช้คาปาซิเตอร์ 1 ตัวต่ออนุกรมกับแขน แมทซ์มา วงจรสมมูลย์
แสดงทั้งรูปที่ 4.2b และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่า เท่ากับ

$$Z_{in} = -jX_c + \frac{Z_0[(1+\alpha)^2 Z_a]}{2Z_0 + (1+\alpha)^2 Z_a} \quad (4.9)$$

เมื่อ Z_a คือค่าฟรีสเปซ (free space) อิมพีแดนซ์ที่จุดศูนย์กลางของสายอากาศเมื่อไม่มีการเชื่อมมาแมทซ์ เทอมที่สองของสมการที่ (4.9) คลายกับสมการ (4.4)



รูปที่ 4.2 วงจรอ่า แมทซ์

ปัญหาที่พบบ่อยเสมอก็คือความยาวของสายอากาศ 1 และค่าอิมพีแดนซ์คุณสมบัติของสายอากาศที่โคแอก (Z_c) ซึ่งรู้ค่า (ในที่นี้คือ 50 โอห์ม) แต่ต้องการใช้คาร์สมี α และ α' ความยาว $l/2$ และค่าเกปาซิแตนซ์ C เท่าไร จึงจะแมทซ์ได้ที เพราะว่าการจิกเรียงคล้ายกับที-แมทซ์ หรือโพลเก็คโคโพล การวิเคราะห์เกี่ยวกับแมทซ์มาแมทซ์จึงอยู่บนพื้นฐานเดียวกัน

4.3.1 การออกแบบแกนมา-แมทซ์

ในการแมทซ์จะใช้วิธีการออกแบบโดยใช้กราฟซึ่งใช้สมิทชาร์ทและอยู่บนพื้นฐานของวงจรสมมูลตามรูปที่ 4.2b ขบวนการทางคณิตศาสตร์ก็นำมาใช้ด้วย แต่ในที่นี้ไม่ได้อธิบายถึงไว้

เพราะว่าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ไม่คงเปลี่ยนแปลงไปอย่างมากกับค่า a, a' และ S ดังนั้น ขบวนการโดยทั่วไปคือการเลือกค่าเหล่านี้ และรักษาให้คงที่ไว้ ค่าพารามิเตอร์ที่แปรเปลี่ยนคือ $l/2$ และ C ในทางปฏิบัติ $l/2$ เปลี่ยนไปโดยใช้แคมป์เลื่อน (sliding clamp) เพื่อกระทำการทอเซอร์ท ณ จุดปลายของทอนแกนมา (gamma rod)

วิธีการออกแบบโดยใช้กราฟ สมมติว่า $l/2$ ถูกกำหนดมาและค่า C ซึ่งวิธีโซเนทวงจรที่ต้องการ ถ้าค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายพีด ค่าอื่น ๆ ของ $l/2$ จะถูกเลือกขบวนการจะหาว่า $R_{in} = Z_0$ ข้อมูลทางกราฟจะให้อธิบายแนะนำว่าความยาว $l/2$ ควรจะเปลี่ยนอย่างไร (น้อยกว่าหรือมากกว่า) เพื่อทำการแมทซ์

ขั้นตอนการออกแบบมีดังนี้

1. หาค่าแฟคเตอร์การแบ่งกระแส (current division factor : α) โดยใช้สมการ (4.1) - (4.1b)
2. หาค่าพี-สเปซอิมพีแดนซ์ (เมื่อยังไม่มีการแมทซ์แบบแกนมา) ของโคโนเวนเอเลเมนต์ ณ จุดศูนย์กลาง ใช้สัญลักษณ์ Z_a
3. หา Z_a คูณ 2 และคูณด้วยอัตราส่วนเพิ่ม $(1+\alpha)^2$ ผลที่ได้ให้สัญลักษณ์ Z_2

$$Z_2 = R_2 + jX_2 = (1+\alpha)^2 \frac{Z_a}{2} \quad (4.10)$$

4. หาค่าอิมพีแดนซ์คูลักษณะ Z_0 ของสายส่งอันประกอบด้วยโคเวเน เอเลเมนต์และทอนแกรมมาโดยวิธีสมการ (4.3)

5. นอร์มัลไลซ์ Z_2 ของสมการ (4.10) ด้วย Z_0 ผลที่ได้ใช้สัญลักษณ์ z_2

$$z_2 = \frac{Z_2}{Z_0} = \frac{R_2 + jX_2}{Z_0} = r_2 + jx_2 \quad (4.11)$$

และใช้สมิทซาร์ตต่อไป

6. กลับเศษเป็นส่วนของค่า z_2 จากสมการ (4.11) และหาค่าแอดมิตแตนซ์สมมูล $y_2 = g_2 + jb_2$ หรือใช้สมิทซาร์ตโดยการเลื่อนจุด z_2 เข้าไปเป็นเส้นทแยงมุมควยระยะเท่ากันจากจุดของมัน

7. ชนากับค่าแอดมิตแตนซ์ y_2 จากชั้นตอนที่ 6 คือค่าอินคัลคิฟรี่แอดแตนท์ เนื่องจากสายส่งที่ซอร์ทวงจรอันประกอบด้วยเอเลเมนต์ของสายอากาศและทอนแกรมมา นี้คือค่าอินคัลคิฟรี่แอดแตนท์ (inductive reactance) เนื่องจากความยาวของทอนแกรมมาซึ่งมีค่าน้อย (โดยปกติมีค่า $0.03-0.06 \lambda$) แต่ก็มีค่าน้อยกว่า 0.5λ มาก และหาค่าที่นอร์มัลไลซ์โดย

$$z_g = j \tan(k \frac{l}{2}) \quad (4.12)$$

และกำหนดจุดลงบนสมิทซาร์ต ค่าอิมพีแดนซ์ z_g ตามสมการ (4.12) นี้สามารถที่จะหาได้โดยใช้สมิทซาร์ต เริ่มโดยกำหนดจุดโหลด (load) ที่ซอร์ทวงจร ณ จุด $z_s = 0 + j0$ และเลื่อนจุดที่เป็นระยะทาง $l/2$ ไปยังเจเนเรเตอร์ (toward generator) ตามเส้นรอบวงภายนอกของสมิทซาร์ต ค่า ณ จุดใหม่นี้แสดงค่าอิมพีแดนซ์ที่นอร์มัลไลซ์ z_g ของสมการ (4.12)

8. กลับเศษเป็นส่วนค่าอิมพีแดนซ์จากชั้นตอนที่ 7 (Z_g) เพื่อหา
 ค่าแอดมิตแทนซ์สมมูล $Y_g = G_g + jB_g$ หรือทำโดยเลื่อนจุด Z_g บนสมิท
 ซาร์ท เป็นเส้นทแยงมุมข้ามจากจุดของมัน

9. บอกค่าแอดมิตแทนซ์ 2 ค่าที่ขนานกัน (จากชั้นตอนที่ 6 และ 8)
 เพื่อหาค่าอินพุตแอดมิตแทนซ์ทั้งหมด ณ จุดแกรมนาฬิกา (gramma feed) กล่าวคือ

$$Y_{in} = Y_2 + Y_g = (G_2 + G_g) + j(B_2 + B_g) \quad (4.13)$$

และกำหนดจุดนี้ลงบนสมิทซาร์ท

10. กลับเศษเป็นส่วนค่าอินพุตแอดมิตแทนซ์ที่นอร์มัลไลซ์ Y_{in} ของ
 สมการ (4.13) เพื่อหาอินพุตอิมพีแดนซ์สมมูลที่นอร์มัลไลซ์ หรือใช้สมิทซาร์ท

$$Z_{in} = Y_{in} + jX_{in} \quad (4.14)$$

11. หาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ยังไม่นอร์มัลไลซ์ โดยการคูณ Z_{in} ด้วย Z_0

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_0 Z_{in} \quad (4.15)$$

12. เลือกคาปาซิเตอร์เพื่อทำให้ค่า (ขนาด) รีแอดแทนซ์ของมัน
 เท่ากับ X_{in}

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f_0 C} = X_{in}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 X_{in}} \quad (4.16)$$

ถ้าองค์ประกอบทั้งหมดได้รับการเลือกโดยถูกต้องสำหรับการแทนที่
 ที่สมมูล ค่าจริง R_{in} ของสมการ (4.15) ควรจะเท่ากับ Z_0 ถ้าไม่ทำที่
 มีการเปลี่ยนองค์ประกอบหนึ่งอย่างหรือมากกว่า (โดยทั่วไป เมื่อนำความยาว) และ

ทำขบวนการซ้ำอีก จนกระทั่งค่า $R_{in} = Z_0$ ในทางปฏิบัติค่า C ถูกกำหนดให้เป็นตัวแปรค่า เพราะการปรับจะทำได้โดยง่าย เพื่อจะหาการแมทชิ่งที่ดีที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

4.3.2 ตัวอย่างการออกแบบ

อิมพีแดนซ์ของโคเวนเอเลเมนต์ที่มีความยาว 20 เมตร ($f \approx 15$ MHz) สายอากาศวิทยามีค่าพี-สเปซอิมพีแดนซ์ ณ จุดศูนย์กลางเป็น $30.44(1-j)$ โอห์ม ต้องการที่จะคอมันเข้ากับสายโคแอดเซียลขนาด 50 โอห์ม โดยการใส่แมทชิ่งโคเวนเอเลเมนต์และแมทชิ่งรอก (gamma rod) ทำจากท่อที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง $0.95 \times 10^{-3} \lambda$ (0.75 นิ้ว) และ $3.175 \times 10^{-3} \lambda$ (0.25 นิ้ว) ตามลำดับ ระยะห่างของจุดศูนย์กลางระหว่างโคเวนเอเลเมนต์และรอก (rod) เป็น $3.81 \times 10^{-3} \lambda$ (3 นิ้ว) หากค่าปารีเตอร์ที่ต้องการใช้ในการแมทชิ่ง เริ่มต้นด้วยแมทชิ่งรอกที่มีความยาวเป็น 0.036λ (28.35 นิ้ว)

การแก้ปัญหา

1. โดยการใส่สมการ (4.1) - (4.1c)

$$u = \frac{\rho}{\rho'} = 3 \quad v = \frac{s}{\alpha'} = \frac{3.81}{0.15875} = 24 \quad \alpha = \frac{\ln(24)}{\ln(24) - \ln(3)} = 1.528$$

และค่า $(1+\alpha)^2 = (1+1.528)^2 = 6.39$

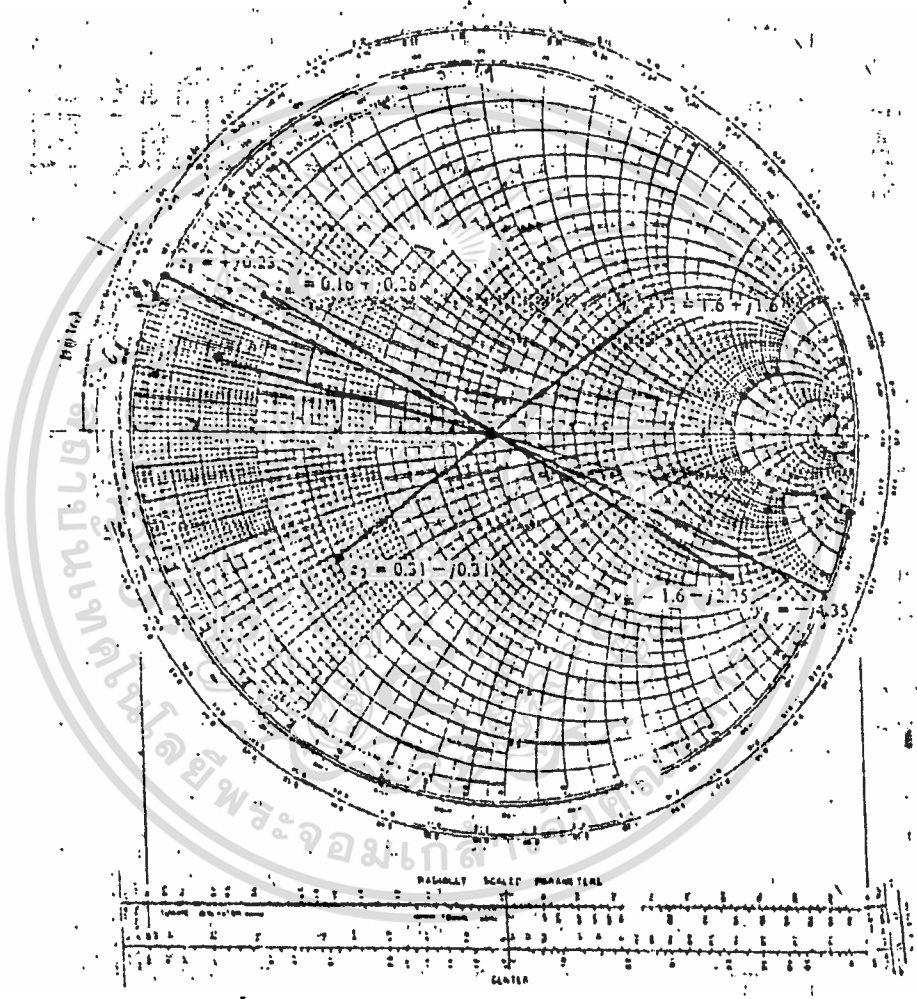
2. $Z_a = 30.44(1-j)$ ตามที่กำหนดมา

3. โดยการใส่สมการ (4.10), $Z_g = (1+1.528)^2 \frac{50.44(1-j)}{2} = 97.28(1-j)$

4. $l_0 = 276 \log \left[\frac{2(3.81)}{\sqrt{0.95}(0.3175)} \right] = 318.28 \approx 318$

$$5. \quad z_2 = \frac{97.25(1-j)}{315} = 0.31(1-j)$$

6. โดยการใส่สมิทซาร์ทตามรูปที่ 4.3 กำหนดจุด z_2 และอินเวอร์ส (invert) จะได้ $y_2 = \frac{1}{z_2} = 1.6(1+j)$



รูปที่ 4.3 สมิทซาร์ท

7. บนสมิทซาร์ท กำหนดจุด $z_s = 0 + j0$ และแอดวานซ์ (advance) มันไปยังเจนเนอเรเตอร์ (generator) ค่าระยะ 0.036λ : ค่า $Z_g = 0 + j0.23$

8. จากสมิททาร์ท $Y_g = \frac{1}{Z_g} = -j4.35$

9. บวก Y_2 และ Y_g ; $Y_{in} = Y_2 + Y_g = 1.6 - j2.75$

ซึ่งมีตำแหน่งอยู่บนสมิททาร์ท

10. คิวเวอร์ส Y_{in} บนสมิททาร์ทได้ $Z_{in} = 0.16 + j0.28$

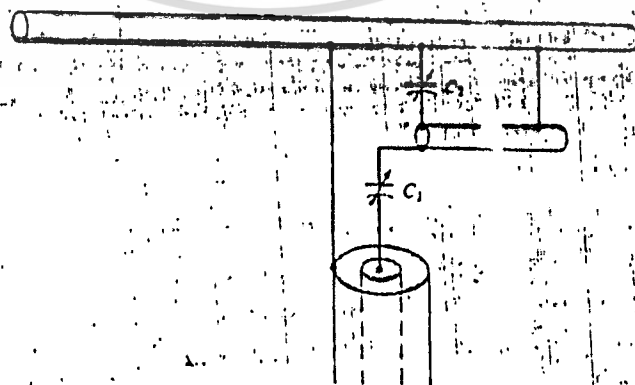
11. อันนอร์มัลไลซิง (unnormalizing) Z_{in} กับ $Z_0 = 315$
ได้ $Z_{in} = 50.4 + j88.2$

12. ค่าคาปาซิแตนซ์ $C = \frac{1}{2\pi f_0 (88.2)} = \frac{1}{2\pi (16 \times 10^6) 88.2}$
 $= 120.3 \times 10^{-12} \approx 120 \text{ pF}$

เพราะว่าค่า $R_{in} = 50.4$ ไม่เท่ากับ $Z_0 = 50$ องค์ประกอบหนึ่ง (โดยทั่วไปเป็นความยาวของรอก) สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงให้เล็กน้อย และขบวนการนี้จะให้เข้าๆ อย่างไม่ก็ตามในกรณีนี้ค่าที่ได้นี้ค่าใกล้เคียงตามความต้องการในทางปฏิบัติ จึงไม่ต้องเปลี่ยนแปลงก็ได้

4.4 โอเมกา แมทช์ (Omega match)

เมื่อนำแอมมาแมทซ์มาเพิ่มเติมอีกเล็กน้อย จะได้โอเมกาแมทซ์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.4 ความแตกต่างเพียงอย่างเดียวคืออนนจากจะมี C_1 ที่ต่อ



รูปที่ 4.4 โอเมกา แมทซ์

อนุกรมยังมี C_2 ซึ่งคือขนานซึ่งสามารถจะช่วยในการแมทช์ได้ โดยปกติการไม่มี C_2 ทำให้เป็นไปไกที่จะใช้รอก (rod) ที่สั้นกว่า หรือทำให้เป็นการง่ายที่จะแมทช์ โทเวนเอเลเมนต์ที่รีโซแนนท์ หน้าที่เบื้องต้นของ C_2 คือจะเปลี่ยนค่า Yin ใน ขั้นตอนที่ 9 ของขบวนการออกแบบ เพื่อที่ว่าเมื่อมันกลับเศษเป็นส่วน (inverted) ค่าจริงที่ไม่ออร์มัลไลซ์ของมันจะใกล้เคียงกับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของด.เบสที่ทางเข้า วิธีนี้จะทำให้สามารถลดความคองการการ เปลี่ยนแปลงองค์ประกอบต่าง ๆ ของการรวมซึ่งเอเลเมนต์ ถ้าการแมทช์ไม่ไคผล



บทที่ 5

การทดลอง

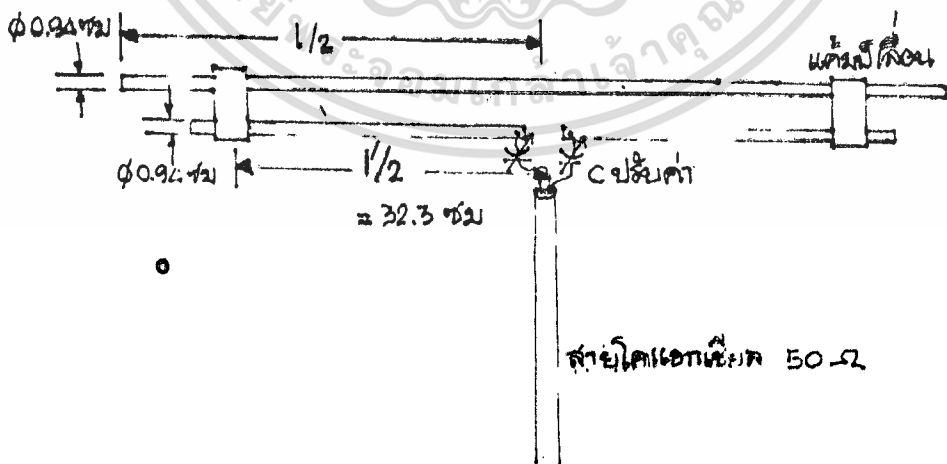
5.1 สายอากาศที่ใช้ในการทดลอง

สายอากาศที่ใช้ในการทดลองเป็นสายอากาศที่ได้รับการออกแบบตามบทที่ 3 แต่ตัดส่วนที่เป็นโคเวน เอเลเมนต์ออก และใช้วิธีการแมทช์ตามบทที่ 4 แทน คือ ที - แมทช์ แบบวงแหวน และใช้โวลุ่มาร์ก 666 อาร์ ซึ่งมีส่วนปลงตั้งออกไปนี้

5.1.1 ที - แมทช์

ท่อนที - แมทช์ มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 0.94 ซม. ซึ่งเท่ากับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโคโพล ทำการชอร์ต (short) ที่ระยะห่างจากจุดศูนย์กลาง (center) เท่ากับ $\lambda/2 = 32.3$ ซม. และระยะห่างระหว่างโคโพลกับท่อนที - แมทช์ มีค่าเป็น 5.4 ซม. ($S = 5.4$ ซม.)

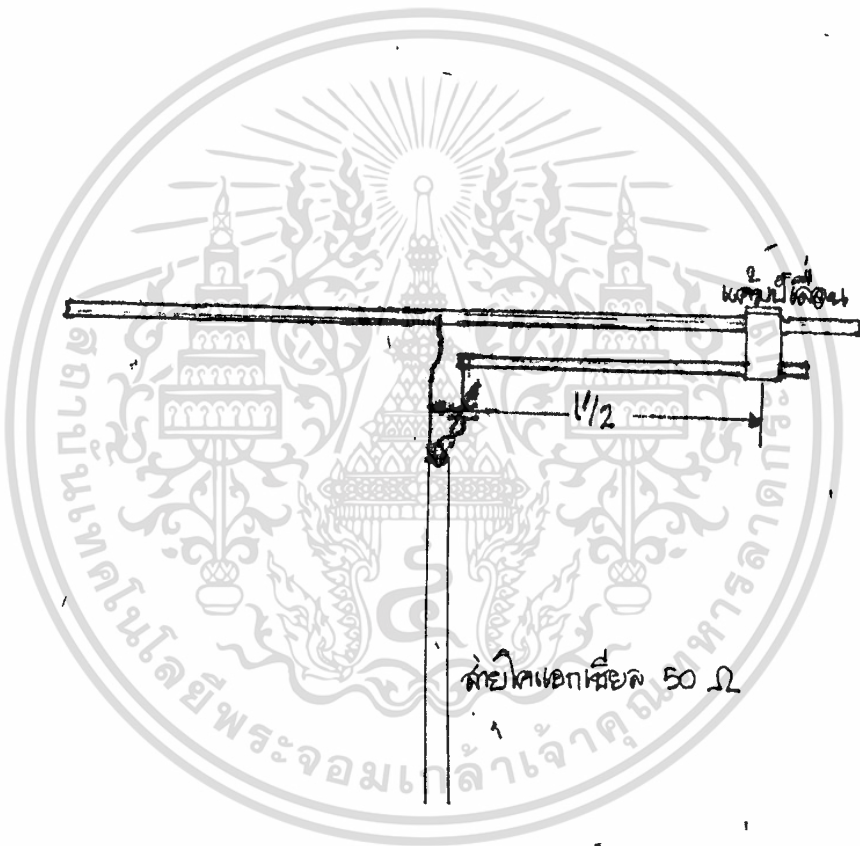
ในการทดลองได้รับค่า $\lambda/2$ และ C จนได้ค่า VSWR ที่มีค่าต่ำที่สุด ดังแสดงตามรูปที่ 5.1.



รูปที่ 5.1 ที-แมทช์

5.1.2 แกมมา แมทซ์

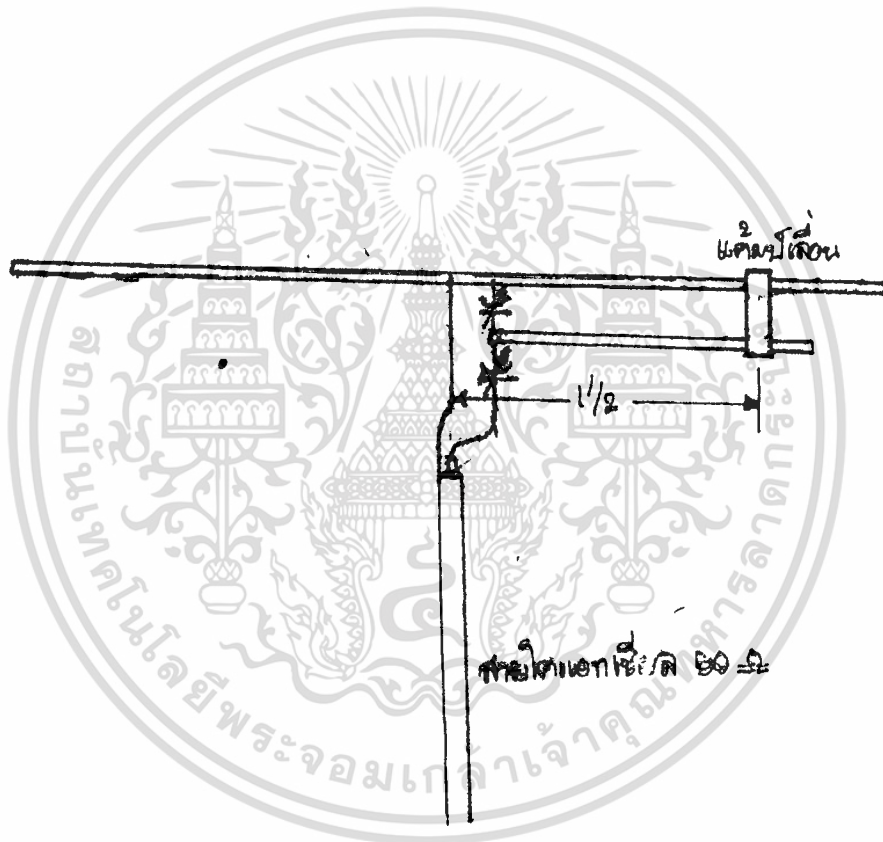
เมื่อนำท่อน ที - แมทซ์ ออกข้อหนึ่ง จะได้แกมมา แมทซ์ และในการทดลองได้
ปรับค่า $l/2$ (ความยาวของท่อนแกมมา) กับค่า C จนได้ค่า VSWR ต่ำสุด ดังตามรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 : แกมมา แมทซ์

5.1.3 ไอเมก้า แมทซ์

เมื่อนำสายอากาศที่แมทซ์แบบธรรมดา มาเพิ่มตัวคาปาซิเตอร์ (C) อีก 1 ตัว โดยต่ออนุกรมระหว่างโคโทกับท่อนำเข้ามา จะได้ไอเมก้า แมทซ์ ดังแสดงตามรูปที่ 5.3

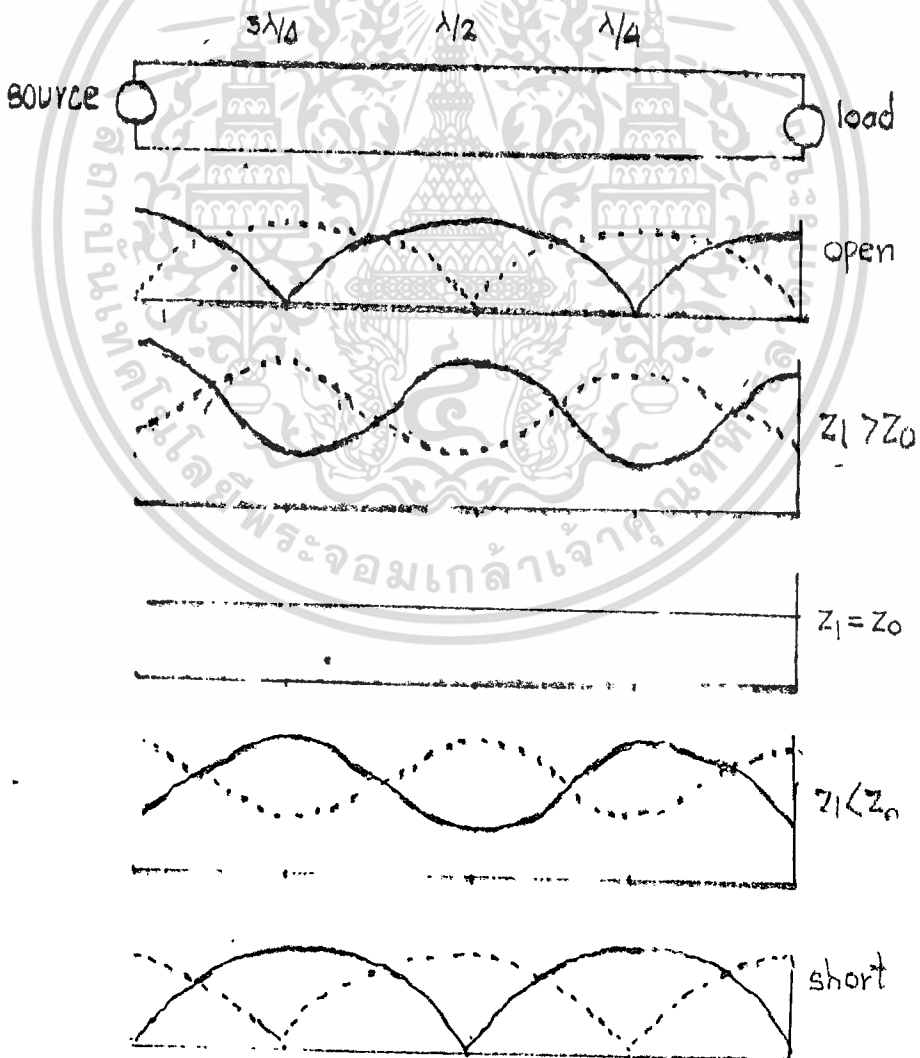


รูปที่ 5.3 ไอเมก้า แมทซ์

5.2 การวัด VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

ในระบบสื่อสาร เราจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำให้อิมพีแดนซ์ของโหลด (load) ทาง
 ด้านรับมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายส่ง เพราะถ้าหากอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน จะมีสัญญาณ
 ส่วนหนึ่งสะท้อนกลับมาจากสายส่ง ในกรณีนี้ โวลเตจและกระแสที่วัดได้ในสายส่งจะเป็นผลรวมของ
 คลื่นตกกระทบ (incident wave) และคลื่นสะท้อน (reflected wave) และจะเกิดค่าขึ้นและ
 เป็นตำแหน่งที่แน่นอน ลักษณะเช่นนี้เรียกว่าคลื่นนิ่ง (standing wave)

ลักษณะต่าง ๆ ของคลื่นนิ่ง แสดงดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 ลักษณะต่าง ๆ ของคลื่นนิ่ง

VSWR คืออัตราส่วนของค่าสูงสุดต่อค่าต่ำสุด ของโวลเตจ หาได้ดังนี้

$$VSWR = \frac{e_{max}}{e_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$

เมื่อ Γ คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนขึ้นเป็นอัตราส่วนของ อินพุต โวลเตจ (input voltage) และโวลเตจของคลื่น สะท้อน (reflected voltage) ซึ่งเป็นไปตามค่าของอิมพีแดนซ์ ดังนี้

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

เมื่อ Z_L คือ โหลดอิมพีแดนซ์

Z_0 คือ อิมพีแดนซ์ของสายส่ง

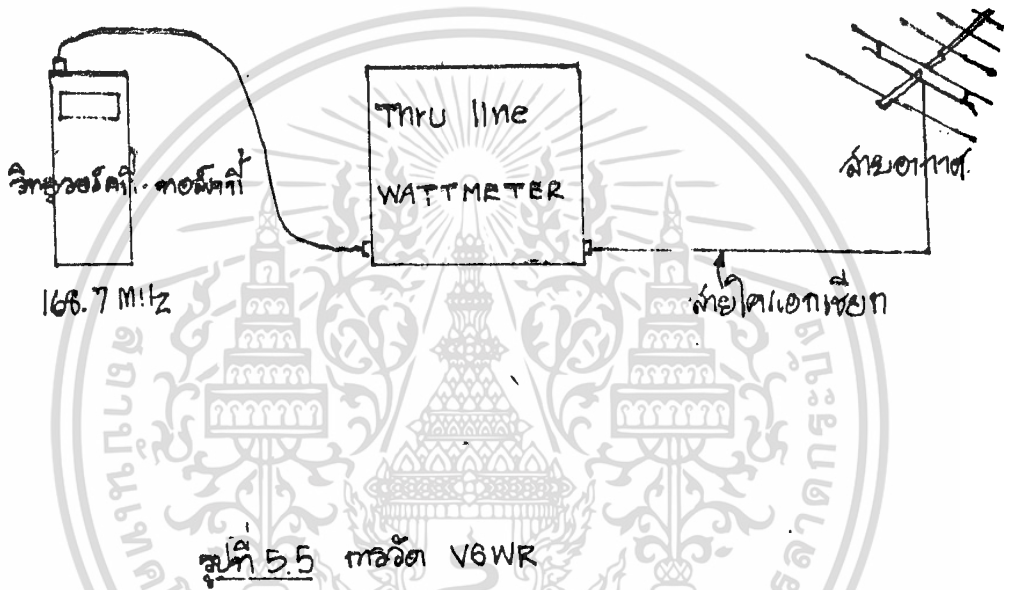
ดังนั้นจะเห็นค่าการแมตชิ่ง ระหว่างโหลด และอิมพีแดนซ์ของสายส่งจะสัมพันธ์กับสัมประสิทธิ์การสะท้อนขึ้น Γ และสัมประสิทธิ์การสะท้อนขึ้น สัมพันธ์กับ VSWR จึงถ้ามีการแมตชิ่งกันที่ สัมประสิทธิ์การสะท้อนขึ้นจะเป็นศูนย์ ทำให้ VSWR มีค่าเท่ากับ 1 แต่ถ้าอิมพีแดนซ์ไม่แมตชิ่งกันมากเท่าไร ค่าก็จะมีค่ามากขึ้นเท่านั้น การพิจารณาว่าโหลด จะแมตชิ่งกับอิมพีแดนซ์ของสายส่ง อาจดูได้จากการวัดค่า VSWR ซึ่งง่ายกว่าการวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยตรง

อุปกรณ์

1. วิทยุวอล์ค - ทอล์คกี้ (walky-talky) ความถี่ 168.7 MHz
2. สายโคแอกเซียล
3. THEW LINE WATTMETER
4. ขาค้างและเสาติดตั้งเสาอากาศ

การทดลอง

1. ทดลองวัดรูปที่ 5.5
2. วัดค่าโวลเตจตกกระทบ (incident voltage) โดยหันหัวลูกศรไปทางจุดที่ต่อกับเสาอากาศ กคคีย์ (key) ของวิทยุ บันทึกค่าที่อ่านได้
3. วัดค่าโวลเตจสะท้อน (reflected voltage) โดยหันหัวลูกศรมาทางจุดที่ต่อกับวิทยุ กคคีย์ แล้วบันทึกค่าที่อ่านได้
4. ปรับระยะ $L/2$ และ C หลาย ๆ ค่า บันทึกค่า $L/2$ ที่ให้ค่า VSWR ต่ำที่สุด



ผลการทดลอง

พี - แมทซ์

ก่อนมี	C	วัด VSWR	ได้	1.32	} $V/2 = 32.3$
หลังต่อ	C	วัด VSWR	ได้	1.28	

รวมมา แมทซ์

ก่อนมี	C	ระยะ $V/2$ (ซม)	8	32.3	35.5	37	37.5*	38	38.6
		VSWR	3.4	2.2	2.3	2.5	1.09	2.3	2.2

หลังต่อ C และปรับ $V/2$ ได้ VSWR ต่ำสุดมีค่าเป็น 1.87



รูปที่ 5.5 การวัด VSWR



สรุปผลการทดลอง

1. สำหรับ ที - แมทซ์ เมื่อทำการปรับค่า $1/2$ วัตที่ระยะ 32.3 ซม. และต่อ C จะได้ค่า VSWR ต่ำที่สุดเท่ากับ 1.24 ซึ่งคำนวณได้จาก

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

และเมื่อขยับไม่ต่อ C เข้าไป ค่า VSWR ที่ได้จะน้อยกว่าเมื่อต่อ C

2. ระยะ $1/2$ ที่เปลี่ยนไปไม่ต่อค่า VSWR

3. สำหรับแมทซ์มา แมทซ์ เมื่อทำการปรับค่า $1/2$ วัตที่ระยะ 33 ซม. และต่อ C เข้าไป จะได้ VSWR มีค่าต่ำที่สุดเท่ากับ 1.87

4. ค่า VSWR อาจทำให้มีค่าน้อยลงอีกได้ โดยใช้วิธีการแมทซ์รูปแบบอื่น ๆ เช่น สาย - สตับ (stub) หรือโบบาสัน (balun)

5. สำหรับ ที - แมทซ์ ค่า VSWR ที่วัดได้มีค่าที่พอสมควร แต่สำหรับแมทซ์มา แมทซ์ ค่า VSWR ที่วัดได้ ยังไม่คืบค

5.3 การวัดแพทเทิร์น (Pattern)

แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) เป็นลักษณะคุณสมบัติเฉพาะตัวของสายอากาศ ซึ่งเราอธิบายว่าสายอากาศสามารถกระจายคลื่น หรือรับคลื่นในอากาศเป็นรูปแบบใด ๆ ูปกรณ

1. RF Signal Generator
2. Field Strength Meter
3. สายอากาศที่ไร้ส่งและรับคลื่น
4. ขาตั้งและเสาติดตั้งสายอากาศ
5. สายโคแอกเซียล (coaxial cable)

การทดลอง

1. ทิศทั้งสายอากาศส่งและรับ ไว้ในสนามทศสม:สายอากาศ โดยไร้ธาตังและเสา
ทิศทั้งสามอากาศ ไร้มีระยะห่างในการรทมากกว่า $2\lambda/L$ ซึ่งเป็นระยะ Far-field (Fraunhofer)
โดย D เป็นขนาดของสายอากาศ และ L เป็นความยาวคลื่นที่ใช้งาน ดังรูปที่ 5.6

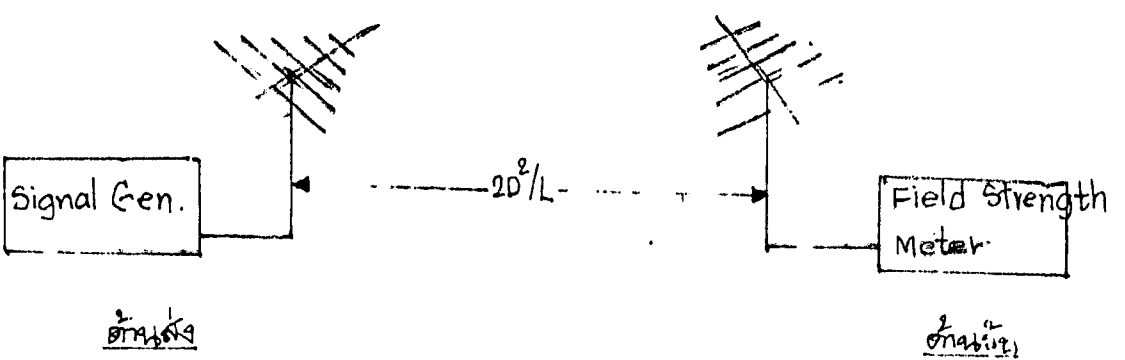
2. บ่อนสัญญาณจาก RF signal Gen. ที่ความถี่ขนาดเดียวกับสายอากาศที่ไร้ทของวัด
เข้าไปในสายอากาศ ซึ่งเป็นไดโพลมาตรฐาน (standard dipole) โดยมีกรรมอดูเลขัน (modulation)
แบบ FM ที่ความถี่ 1 kHz ขยทอากาศไปทวน

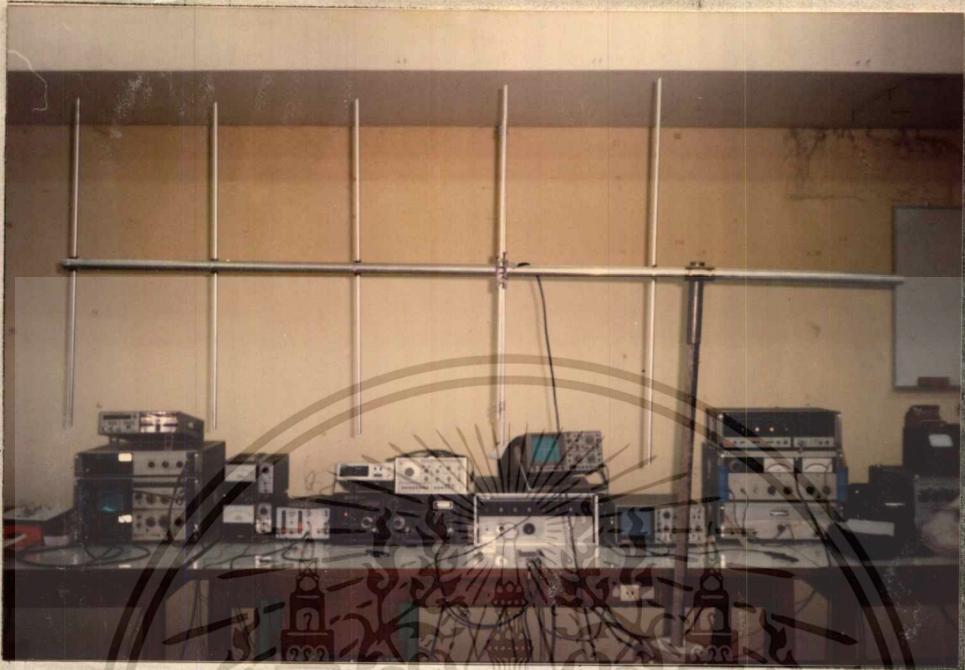
3. ไร้ก้านรับทอสายอากาศรับไร้ก้าน (Field Strength Meter) โดยครั้งแรกทังให้
ค่านหน้าของสายอากาศรับหันไปตรงทงสายอากาศส่ง จุณปรับ Field Strength Meter ให้รับสัญญาณได้
โดยทังจากเสียงที่ความถี่ 1 kHz บันทิกชนิดของสายอากาศรับและค่าความเข้มของสัญญาณที่มม 0 องศา
หน่วยเป็น dB

4. หมุนสายอากาศไปตามเข็มนาฬิกาทีละ 10 องศา ปรับ Field Strength Meter
ทุกครั้งที่จะอ่านค่าความเข้มของสัญญาณ

5. นำค่าที่มันทักไว้มาพล็อต (plot) ลงบนโพล่า กราฟ (polar graph) โดย
ทำการนอร์มัลไลซ์ (normalized) ค่าทังหมดเสียก่อน วิธีการนอร์มัลไลซ์ก็คือ การนำค่าของ
การททของทังหมดลง ยกจลค่าความเข้มของสัญญาณที่มีค่าสูงสุด ค่านันค่าสูงสุดในโพล่า กราฟ
จะเป็น 0 dB และมีค่าน้อยกว่าค่านันลงมาตามลำดับ

6. จงทโพล่ากราฟ ทาค่าของ 3 - dB Beamwidth





ก. ส่วนตั้ง



ข. ส่วนรับ

รูปที่ 5.6 กรอวัดเพทเทอร์นการแพร่กระจายคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดสอบ

กีแบดมินตัน

ประเภท E

ประเภท H

สูง	ความสูง (dB)	สูง	ความสูง (dB)	สูง	ความสูง (dB)	สูง	ความสูง (dB)
0	50	190	46	0	68	190	53.9
10	49	200	44	10	67	200	51.7
20	48.5	210	42.3	20	64	210	49
30	46.3	220	41.8	30	55	220	49
40	43	230	38	40	45	230	49
50	35.2	240	38.2	50	47.5	240	49.8
60	34	250	32	60	52.4	250	48.3
70	41.3	260	29.5	70	53.9	260	49
80	45	270	29.5	80	52.5	270	48
90	44	280	40	90	51.4	280	51.9
100	42	290	44.2	100	50	290	56
110	37	300	45.5	110	49	300	56.2
120	34.8	310	44	120	49.6	310	54
130	35	320	40.2	130	53	320	59.3
140	39.6	330	38.1	140	55.7	330	61.4
150	42	340	41	150	57	340	63.8
160	43.5	350	47	160	57.8	350	67
170	45	360	50	170	57	360	68
180	46.7			180	56		

ผลรวมค่า แอมพาส์

ระยะทาง E

ระยะทาง H

สูง	ค่ารวม (dB)	สูง	ค่ารวม (dB)	สูง	ค่ารวม (dB)	สูง	ค่ารวม (dB)
0	50	190	42.3	0	60	190	49.5
10	49.5	200	38.4	10	60	200	51.2
20	46.2	210	33	20	60	210	51.8
30	42.3	220	28.2	30	59	220	51.6
40	34.7	230	30	40	57	230	50.4
50	41.7	240	38	50	53.8	240	45
60	45.8	250	40	60	49.6	250	40.1
70	47	260	39.5	70	43	260	34.8
80	46.2	270	38.8	80	38.1	270	31.8
90	44.2	280	41.3	90	42.2	280	24.5
100	39.5	290	43.8	100	42	290	28
110	36.8	300	42.2	110	39.3	300	39.8
120	38.8	310	38	120	38.8	310	45
130	42	320	38.2	130	37	320	47
140	43.8	330	43.8	140	33.7	330	48
150	44.2	340	44	150	37.6	340	54
160	44.3	350	48.2	160	42.4	350	57
170	44.3	360	49.8	170	45.8	360	59
180	44.1			180	48		

สรุปผลการทดลอง

เมื่อเปรียบเทียบแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้อ้างอิงทั้ง 2 แบบ (ที - แอนเทน และ แชนแนล แอนเทน) แล้วปรากฏผลจากการทดลอง ดังนี้

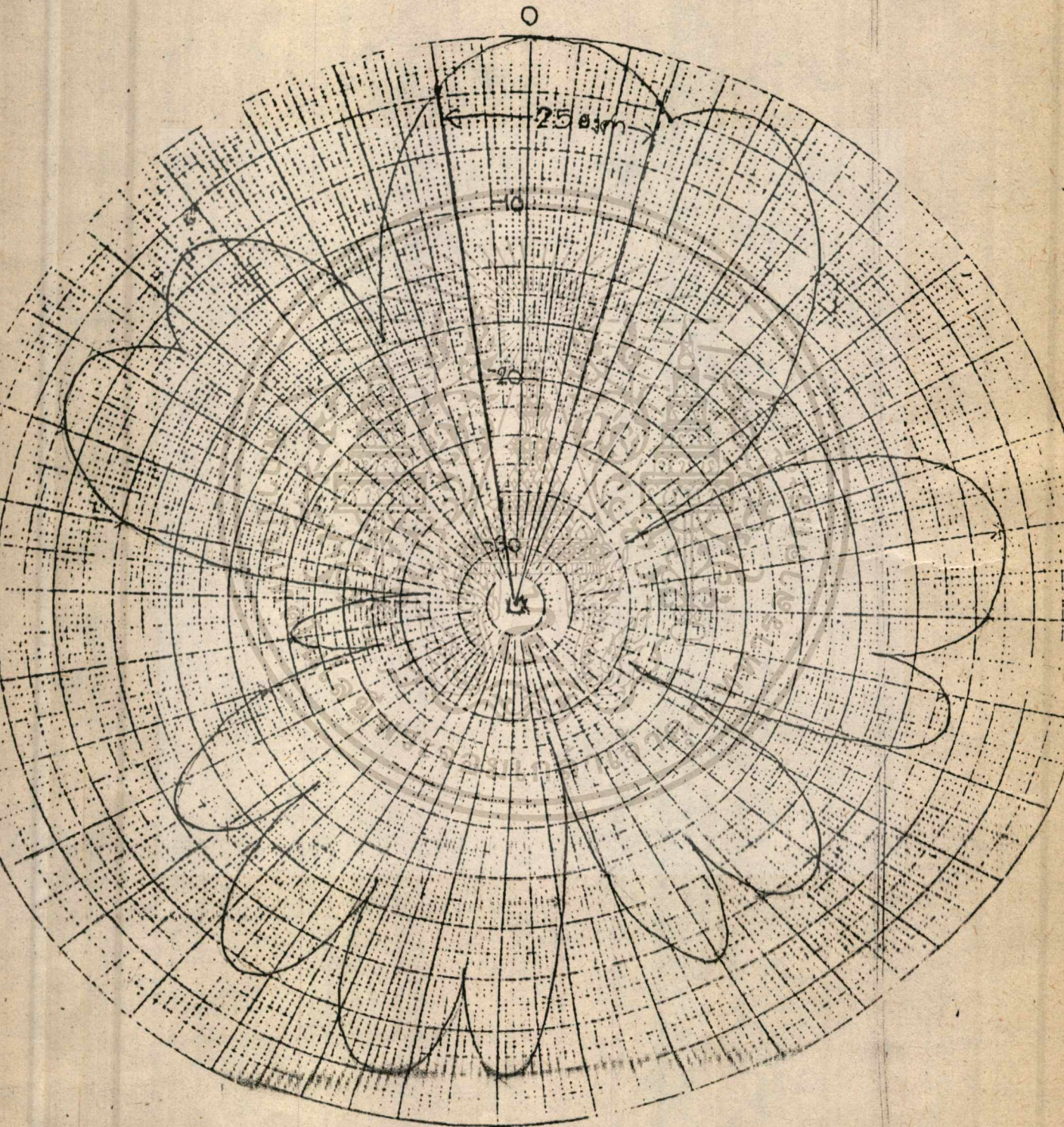
1. แบบที - แอนเทน รับสัญญาณได้ดีกว่า (แรงกว่า) แบบแชนแนล แอนเทน ซึ่งสอดคล้องกับค่า VSWR ที่วัดได้ (ค่า VSWR ของที - แอนเทน น้อยกว่า ซึ่งถ้าค่า VSWR ยิ่งมีค่าน้อยเท่าใด สายอากาศจะแผ่รังสีได้ดีเท่านั้น
2. ตัวอย่างโรกี้ สำหรับทั้ง 2 แบบ การวางสายอากาศในระนาบ H (ระนาบนอน) จะรับสัญญาณได้ดีกว่า ตัวอย่างเช่น สำหรับ ที - แอนเทน ที่มุม 0 องศา วัดความเข้มได้ดังนี้
ระนาบ E วัดได้ 50 dB
ระนาบ H วัดได้ 68 dB
3. เมื่อนำค่าที่นอร์มัลไลซ์แล้วลงบนโพล่า กราฟ ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 5.7, 5.8, 5.9 และ 5.10 ซึ่งแบ่งเสกดูเหมือนกัน จะเห็นได้ชัดเจนว่าสำหรับระนาบ H (ทั้ง 2 แบบ) รูปแพทเทิร์นจะแคบกว่า ซึ่งมีความหมายว่ามีการรั่วทิศทางที่ดีกว่า
4. ค่า 3 - เดซิเบล ปีมวิคท์ ที่วัดได้มีค่าดังนี้
ระนาบ E มีค่า 25 องศา }
ระนาบ H มีค่า 36 องศา } ที - แอนเทน

ระนาบ E มีค่า 32 องศา }
ระนาบ H มีค่า 56 องศา } แชนแนล แอนเทน

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE ... T-MATCH DATE ... 15 MARCH 1989 ...

FREQUENCY ... 168.7 MHz PLANE OF PATTERN . PLANE E .



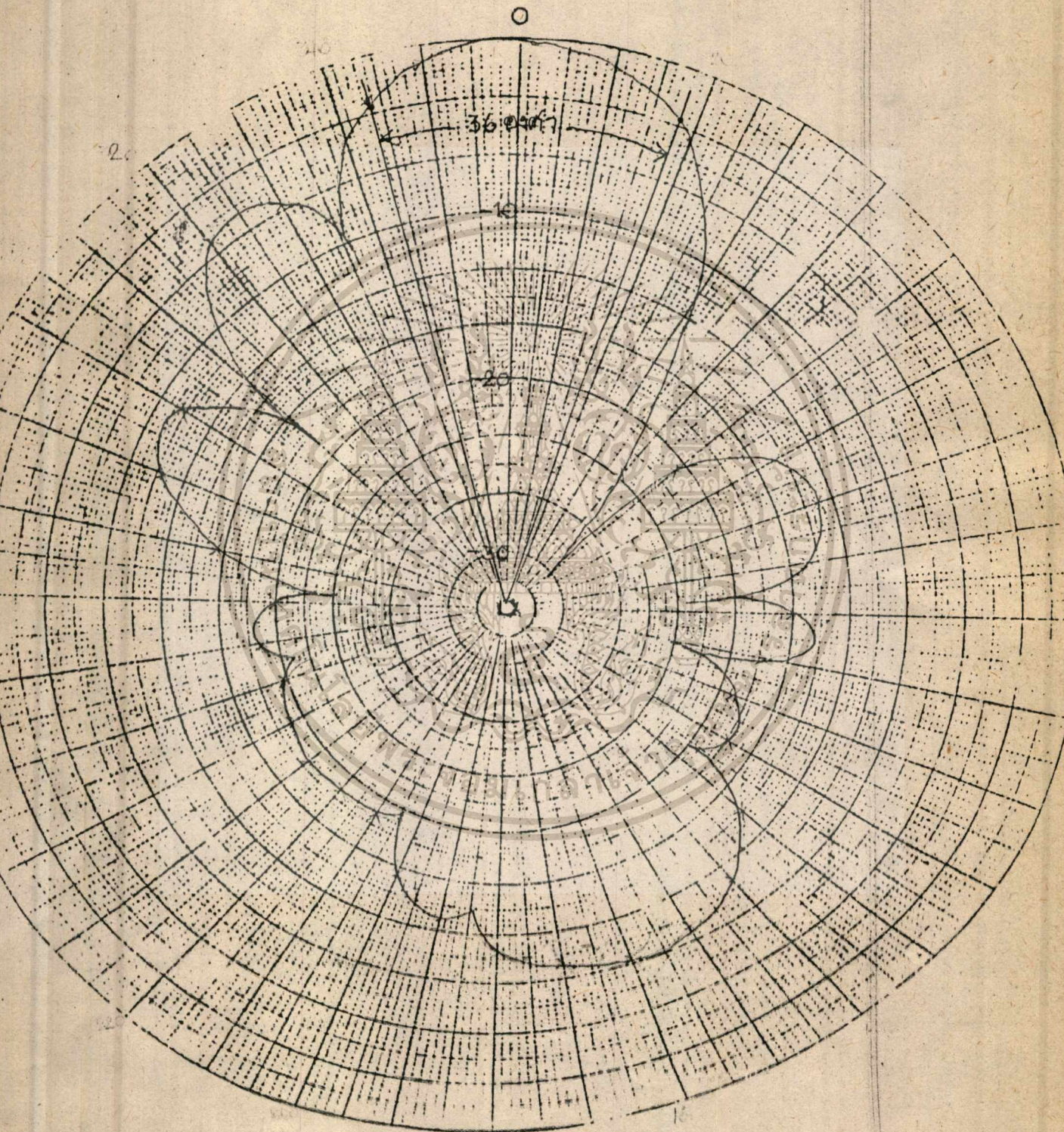
รูปที่ 5.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE ... T-MATCH ... DATE ... 15 MARCH 1989 ...

FREQUENCY ... 168.7 MHz ... PLANE OF PATTERN ... H ...



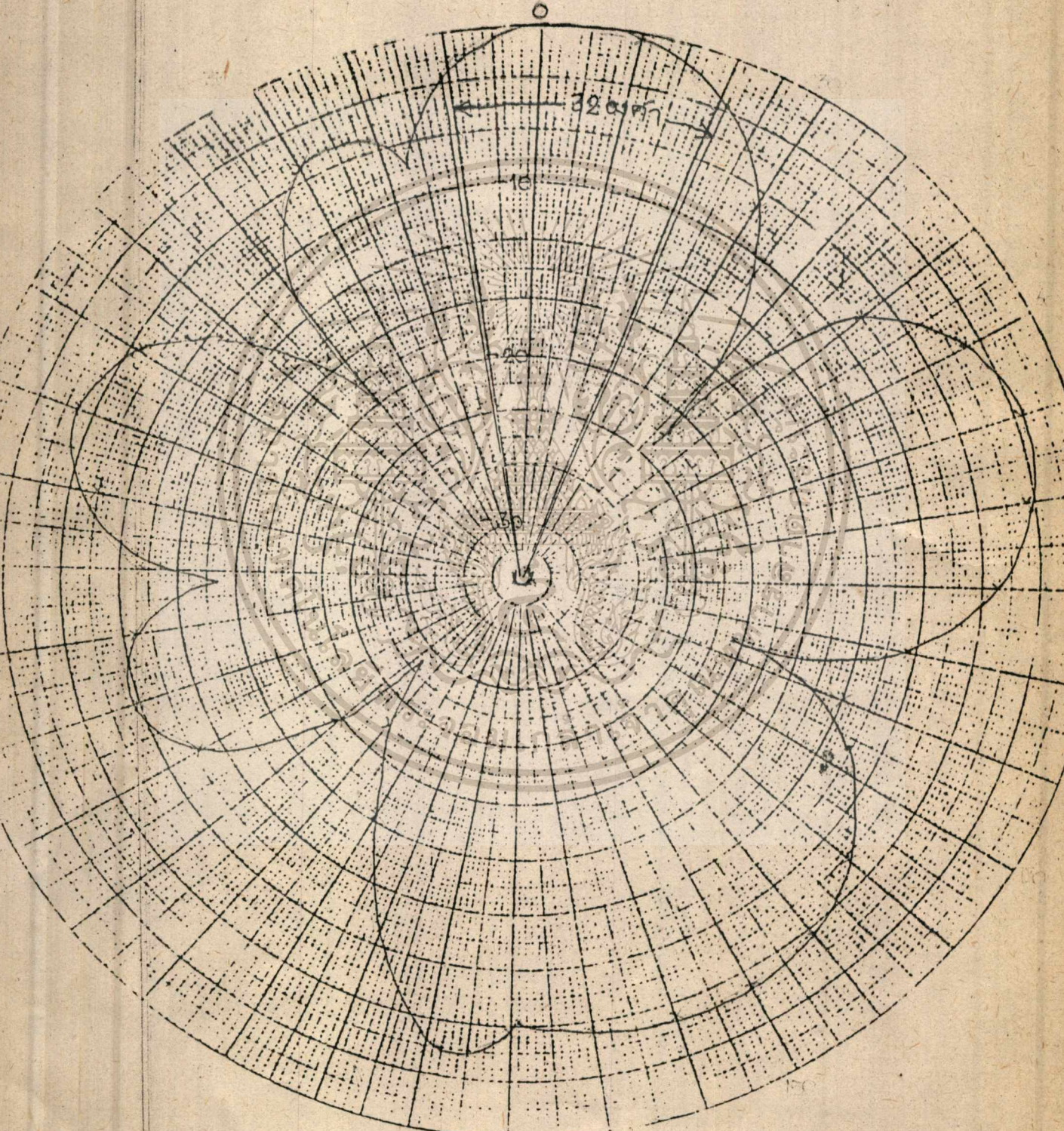
รูปที่ 5.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE β RAMMA..MATCH.. DATE 15. MARCH. 1989....

FREQUENCY 168.7. MHz..... PLANE OF PATTERN ... E.....

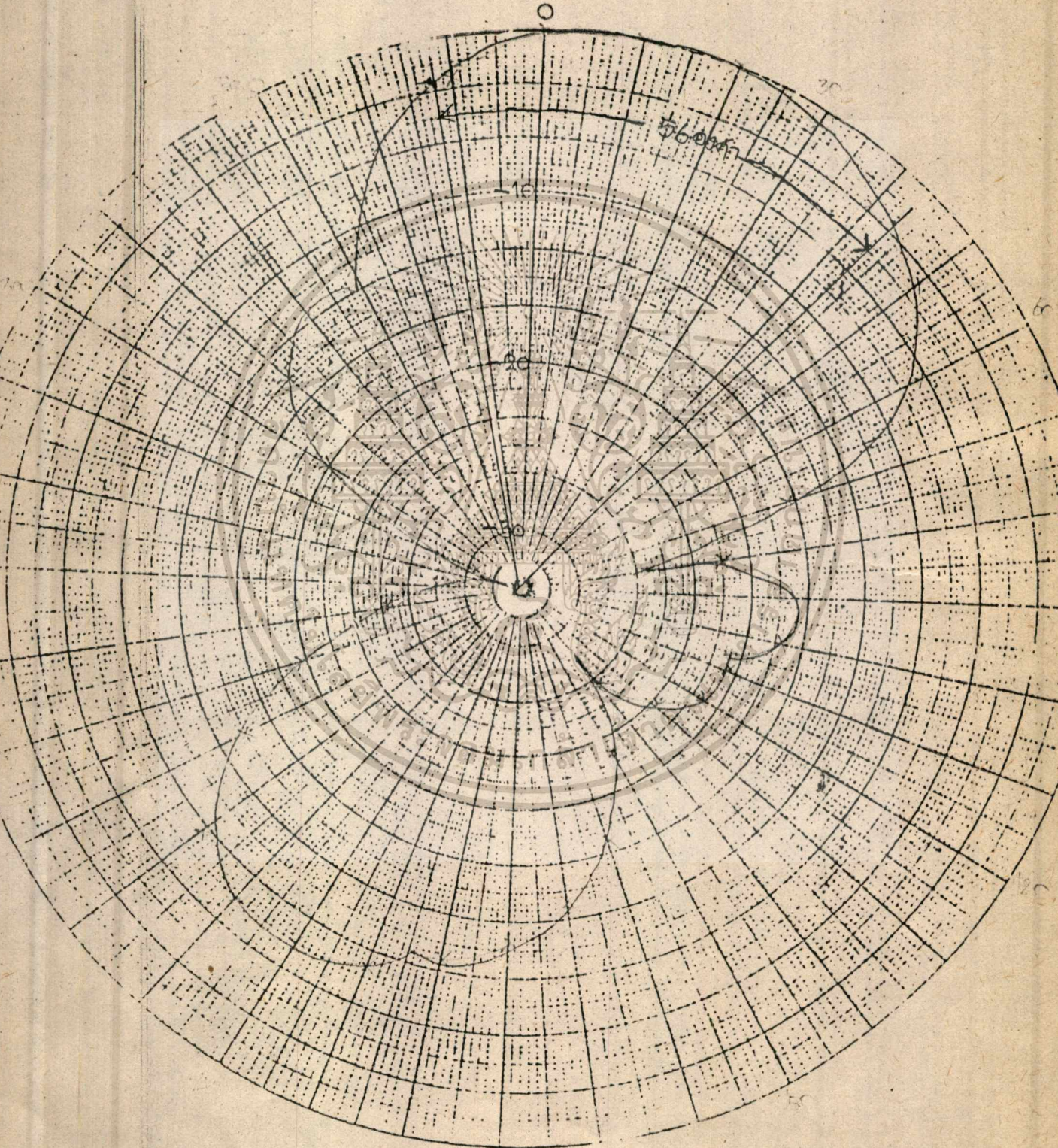


รูปที่ 5.9

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING

ANTENNA TYPE GRAMMA MATCH..... DATE 15. MARCH. 1989..

FREQUENCY 168.7. MHZ..... PLANE OF PATTERN H.....



5.4 การวัดเกน (Gain)

โดยทั่วไปแล้ว จะใช้เกนสัมพัทธ์ ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเพาเวอร์เกน (power gain) ในทิศทางที่กำหนดค่าเพาเวอร์เกนของสายอากาศที่ไว้เปรียบเทียบกับ เมื่อกำลังงานที่ป้อนเข้าสายอากาศทั้งสองเท่ากัน สายอากาศที่ไว้เปรียบเทียบกับอาจจะเป็นสายอากาศไดโพล สายอากาศปากแตร หรือสายอากาศอื่น ๆ ซึ่งคำนวณเกนได้ง่าย หรือรู้ค่าอยู่แล้ว แต่อย่างไรก็ตาม โดยส่วนใหญ่แล้วสายอากาศที่ไว้เปรียบเทียบกับจะเป็นไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์ส (isotropic point source) ที่ไม่มีการสูญเสีย

เพาเวอร์เกนของสายอากาศ ในทิศทางที่กำหนดให้มันมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิ ที่สายอากาศรับจากหัวต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปแล้วจะคิดเพาเวอร์เกนในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุด ดังนั้น

$$G_{max} = 4\pi \frac{\text{ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น}}{\text{กำลังงานทั้งหมดที่ป้อนให้สายอากาศ}}$$

การทดลอง

วัตถุประสงค์การทดลอง เช่นเดียวกับการวัดแพทเทิร์น เพียงแค่เปลี่ยนสายอากาศรับ เป็นไดโพลมาตรฐาน (standard dipole) และบันทึกค่าความเข้มที่มุม 0 องศาไว้ และเมื่อนำค่าที่บันทึกนี้ ไปลบออกจากค่าความเข้มที่มุม 0 องศาของสายอากาศที่ต้องการหาค่าเกน ก็จะได้ค่าเกนของสายอากาศนี้



รูปที่ 5.11 สายอากาศวิทยุโทรคมนาคม

ผลการทดลอง

ที่ - แมทซ์

รสนาม E วัดความเข้มได้ 46 dB

รสนาม H วัดความเข้มได้ 61 dB

รสนามา แมทซ์

รสนาม E วัดความเข้มได้ 45.5 dB

รสนาม H วัดความเข้มได้ 54 dB

สรุปผลการทดลอง

สิ่งที่กล่าวไว้ก่อนหน้าว่า โดยทั่วไปจะใช้เกณฑ์สัมพัทธ์ และในการทดลองนี้ สภาพอากาศ
ที่ไว้เปรียบเทียบ โวลต์โกลมาทรานซึ่งมีค่าเกณฑ์เท่ากับ 2.15

ที่ - แมทซ์

รสนาม F ได้ค่าเกณฑ์เท่ากับ $50 - 46 = 4$ dB หรือ $4 + 2.15 = 6.15$ dB;

รสนาม H ได้ค่าเกณฑ์เท่ากับ $68 - 61 = 7$ dB หรือ $7 + 2.15 = 9.15$ dB;

รสนามา แมทซ์

รสนาม E ได้ค่าเกณฑ์เท่ากับ $50 - 45.5 = 4.5$ dB หรือ $4.5 + 2.15 = 6.65$ dB;

รสนาม H ได้ค่าเกณฑ์เท่ากับ $60 - 54 = 6$ dB หรือ $6 + 2.15 = 8.15$ dB;

จะเห็นว่าค่าเกณฑ์ในรสนาม H (ทั้งที่ - แมทซ์ และรสนามา แมทซ์) มีค่ามากกว่า
ค่าเกณฑ์ในรสนาม F.

หมายเหตุ ค่า 50, 68, 50 และ 60 dB คือค่าความเข้มที่มุม 0 องศาของ
สามอากาศที่ทดลองวัด

รูป

สายอากาศขบากิ อาจพิจารณาได้ว่า เป็นโครงสร้างที่ก่อให้เกิดคลื่นเดินทาง (traveling wave) ซึ่งคุณสมบัติที่อาจวิเคราะห์ได้โดยการศึกษารายละเอียดในแต่ละเอเลเมนต์ และความเร็วเฟสของคลื่นเดินทาง ซึ่งต้องอาศัยวิธีการทางคณิตศาสตร์โดยเฉพาะวิธีการอินทิกรัลบนพื้นฐานของสมการอินทิกรัล (integral equation) และคุณสมบัติของสายอากาศขบากิที่ท่องทราบคือ แพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่น, อินพุตอิมพีแดนซ์, ค่า VSWR, ค่าเกน, แอมเพดิวซ์, ความยาว และเส้นผ่าศูนย์กลางของตัวกำหนดทิศทาง และตัวสะท้อนคลื่น และระยะห่างระหว่างมัน

ข้อดีของสายอากาศขบากิ ก็คือ

1. มีน้ำหนักเบา
2. สร้างได้ง่าย
3. ราคาถูก
4. ให้คุณสมบัติที่ต้องการพอสมควร

ข้อเสียที่สำคัญก็คือ เมื่อออกแบบให้ใช้กับความถี่ตั้งแต่ประมาณ 120

(ความยาวคลื่น 2.5 เมตร) ลงมา รูปร่างจะใหญ่โตขึ้นตามลำดับ คูเกะกะและหักงอง่าย

พิธีกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์ ไมโนะ ไกรฤกษ์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำแนะนำ
เพื่อการแก้ปัญหาออกมา ตลอดจนท่านอาจารย์ทุกท่านที่ให้คำแนะนำ แม้จะเพียงเล็กน้อยแต่มีคุณค่า
มาก และการทำสายอากาศขาไก่ ส่วนหนึ่งก็ได้อาศัยเครื่องมือจาก WORK SHOP



เอกสารอ้างอิง

1. ทฤษฎีสายอากาศ โมโนโพล ไครอิก และวิวิธน์ กิรานนท์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง บทที่ 2
2. ANTENNA THEORY Analysis and Design
CONSTANTINE A. BALANIS Arizona State of University
P. 349-365 AND P. 393-408

