บทที่ 4

การวัดคุณสมบัติของวงจร

4.1 วงจรเฟสล็อคลูป

4.1.1 วิธีการวัด การวัดคุณสมบัติของวงจรเฟสล็อคลูปมีมากมายหลายชนิดขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์และลักษณะการใช้งาน เช่น ในงานซึ่งความถี่ไม่แน่นอน จะสนใจค่าล็อคเรนจ์และแคปเจอร์เรนจ์ ส่วนงานซึ่งความถี่แน่นอนแต่ไม่ได้ส่งมาตลอดเวลาจะสนใจเวลาในการล็อค หรือถ้าจะกล่าวให้ชัดเจน คือ การกระจายความน่าจะเป็นของเวลาในการล็อค เนื่องจากเวลาในการล็อคเป็นตัวแปรสุ่ม แต่ในกรณีนี้ใช้กับความถี่ซึ่งคงที่และต่อเนื่องตลอดเวลา ค่าที่สนใจจะอยู่ในเรื่องของความสามารถในการล็อค เช่น ค่าเฉลี่ยและความเบี่ยงเบนมาตรฐานของความคลาดเคลื่อนทางเฟส และในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่หรือเฟส เช่น ค่าความแปรปรวนของอัลลัน (Allan variance) เป็นต้น รายละเอียดเหล่านี้ดูได้จาก [13]

การใช้วงจรเฟสล็อคลูปในระบบนี้เพื่อช่วยให้เสถียรภาพของสัญญาณนาฬิกาในสถานีหลังๆ ยังดีเพียงพอที่จะทำงานได้อยู่ โดยพยายามขจัดการสั่นของเฟสที่ความถี่สูงออกไป แต่เนื่องจากขีดจำกัดทางด้านเครื่องมือจึงไม่สามารถวัดเสถียรภาพของสัญญาณนาฬิกาได้โดยตรง หรือแม้แต่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานของความคลาดเคลื่อนทางเฟสซึ่งวัดได้ง่ายๆ โดยวัดกำลังงานของแรงดันเข้า VCO ที่นำไปผ่านไฮพาสฟิลเตอร์ แต่ต้องการเครื่องมือที่มีความละเอียดสูง ในที่นี้จึงใช้การวัดคุณสมบัติในการขจัดการสั่นของเฟส ซึ่งใช้วิธีการวัดทางอ้อมได้ด้วยเครื่องมือพื้นฐาน ดังต่อไปนี้

เมื่อสัญญาณนาฬิกาซึ่งมีความถี่ f_o ถูกมอดูเลททางความถี่ด้วยความถี่ f_m และมีขนาดของความถี่ที่เบี่ยงเบนไปสูงสุดเท่ากับ F ดังนั้นถ้า f คือ ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ขณะใดๆ จะได้

$$f = f_o + F \cos 2\pi f_m t$$

เมื่อป้อนสัญญาณดังกล่าวเข้าออสซิลโลสโคปจะได้รูปร่างดังรูป 4.1 ที่จุดเริ่มต้นเส้นจะมีความหนาน้อยที่สุด และจะเพิ่มความหนาขึ้นเรื่อยๆ ถ้าวัดความหนาของเส้นที่เวลา T_o หลังจาก

เริ่มต้น ได้ค่า Δt จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\theta = 2\pi \int_{T_1}^{T_2} f \, dt$$

$$= 2\pi f_o (T_2 - T_1) + \frac{F}{f_m} \sin 2\pi f_m t \Big|_{T_1}^{T_2}$$

ถ้า $T_2 - T_1 = T_o$ จะได้

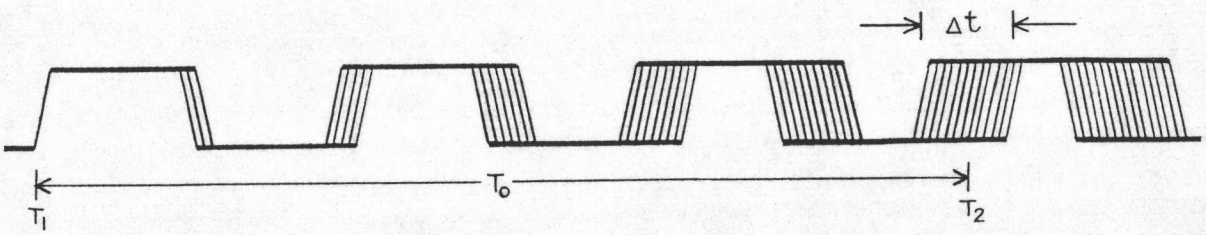
$$\theta_{max} = 2\pi f_o T_o + \frac{2F}{f_m} \sin \pi f_m T_o$$

และ $$\theta_{min} = 2\pi f_o T_o - \frac{2F}{f_m} \sin \pi f_m T_o$$

ดังนั้น $$\Delta\theta = \theta_{max} - \theta_{min}$$

$$= \frac{4F}{f_m} \sin \pi f_m T_o$$

และ $$\Delta t \approx \frac{\Delta\theta}{2\pi f_o} = \frac{2F\, T_o}{f_o} \operatorname{sinc} \pi f_m T_o \qquad (4.1)$$



รูป 4.1 สัญญาณนาฬิกาที่ถูกมอดูเลททางความถี่เมื่อดูด้วยออสซิลโลสโคป

จะเห็นว่า Δt แปรตาม F เมื่อใช้ T_o, f_o และ f_m ค่าเดียวกัน ดังนั้นเราสามารถวัดการลดทอนของ F ลงได้ โดยวัดอัตราส่วนของ Δt แทน ดังนั้นให้ Δt_i และ F_i เป็นค่าของสัญญาณเข้า และ Δt_o และ F_o เป็นค่าของสัญญาณออกจากเฟสล็อคลูป จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเฟสล็อคลูปเท่ากับ

$$|H(s)| = \frac{F_o}{F_i} = \frac{\Delta t_o}{\Delta t_i} \qquad (4.2)$$

เมื่อ $s = j\,2\pi\,f_m$

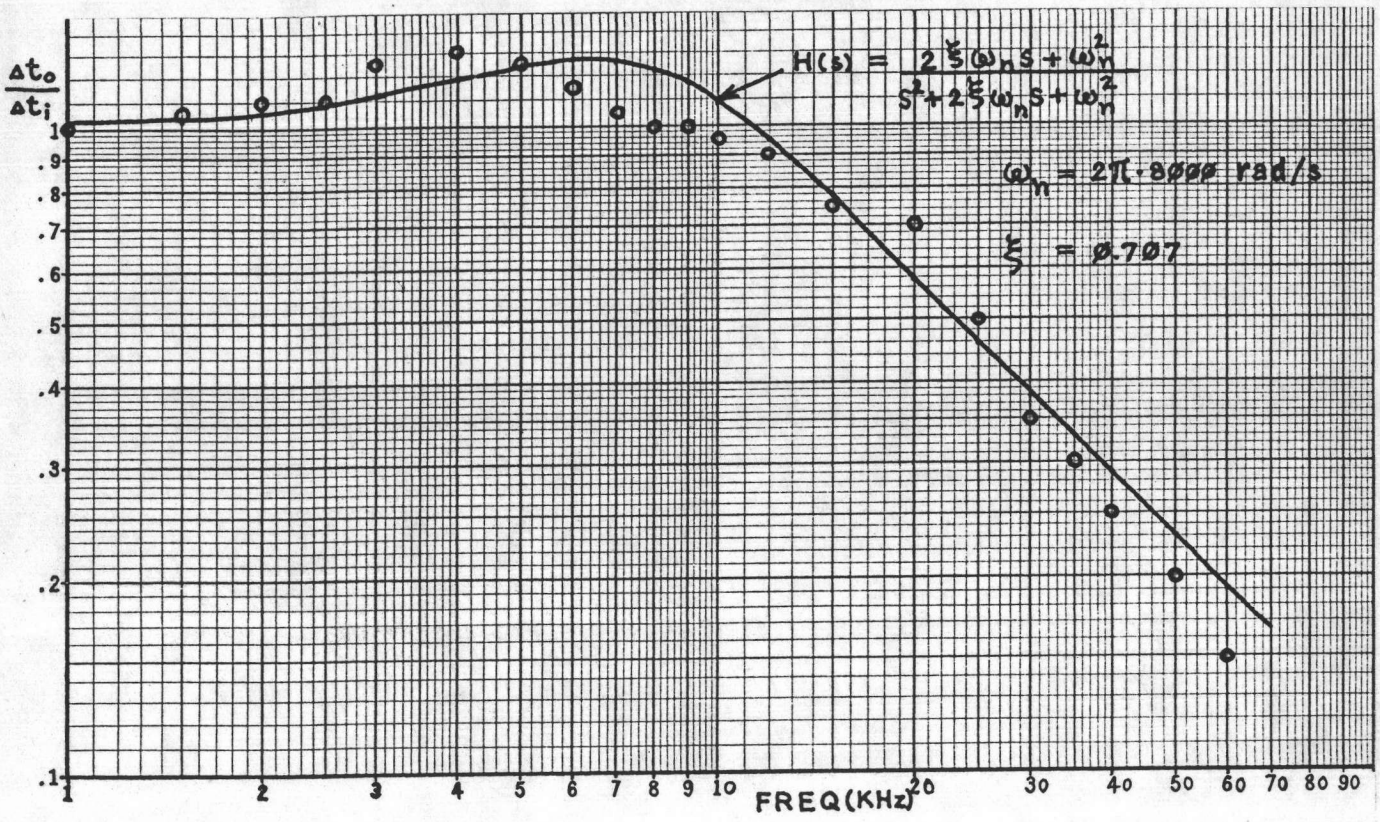
4.1.2 <u>ผลการวัด</u> เพื่อพิสูจน์ว่าสมการ (4.1) เป็นจริง จึงได้ทดลองใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณนาฬิกาซึ่งสามารถกวาดความถี่ได้ แต่จะใช้สัญญาณควบคุมจากภายนอก ดังนั้นจะมีลักษณะเช่นเดียวกับการมอดูเลททางความถี่ได้ และวัดอัตราขยายด้วยเครื่องนับความถี่ได้ 0.8 เมกกะเฮิร์ตซ์ต่อโวลท์ ให้ f_o = 2.048 เมกกะเฮิร์ตซ์ และป้อนสัญญาณ sine ขนาด จากยอดถึงยอด 50 มิลลิโวลท์ เป็นสัญญาณควบคุมที่ความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ วัดความหนาของขอบสัญญาณบนจอออสซิลโลสโคปเมื่อสิ้นสัญญาณลูกที่ 11 นับจากต้นจอ จะได้ประมาณ 100 นาโนวินาที จากการคำนวณจะได้

$F = 50 \times 0.8/2 = 20$ กิโลเฮิร์ตซ์

$T_o = 11/2.048 = 5.37$ ไมโครวินาที

และ $\Delta t = 104$ นาโนวินาที

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าการวัดด้วยวิธีดังกล่าวสามารถใช้งานได้จริง จากนั้นป้อนสัญญาณนาฬิกาดังกล่าวเข้าวงจรเฟสล็อคลูป วัด Δt_i และ Δt_o ที่ความถี่ f_m ต่างๆ โดยพยายามปรับให้ Δt_i คงที่เท่ากับ 100 นาโนวินาที นำมาหาอัตราส่วน $\Delta t_o/\Delta t_i$ ได้ผลดังรูป 4.2 ซึ่งเทียบกับค่าทางทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบในหัวข้อ 3.2 จะเห็นว่าได้ผลใกล้เคียงกันพอควร และวงจรเฟสล็อคลูปจะลดทอนการสั่นของขอบที่ความถี่สูงตามต้องการ ข้อควรระวังในการวัดด้วยวิธีนี้ คือจะต้องระวังไม่ให้การมอดูเลทมากเกินไปจนทำให้ผลต่างเฟสของวงจรเฟสล็อคลูปมีค่าเกิน 360 องศา

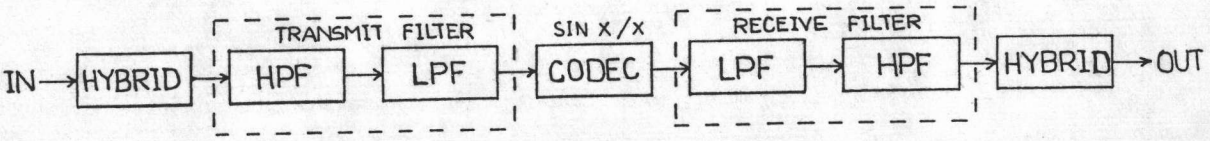


รูป 4.2 ผลของการลดการสั่นของขอบสัญญาณนาฬิกาด้วยวงจรเฟสล็อคลูป เมื่อเทียบกับค่าทางทฤษฎีจากการออกแบบ

4.2 วงจรโทรศัพท์

ค่าที่ต้องการวัด คือ ผลตอบทางความถี่และความเพี้ยนรวมที่จุดต่างๆ ในวงจร รูป 4.3 แสดงบล็อคไดอะแกรมของวงจรโทรศัพท์ทั้งหมด ป้อนสัญญาณความถี่ต่างๆ เข้าทางคู่สายโทรศัพท์ต้นทาง ปรับขนาดให้ได้แรงดันที่จุดออกจากฟิลเตอร์ภาคส่งเท่ากับ 2.5 Vrms ตลอดทุกความถี่ สัญญาณขนาดดังกล่าวเป็นขนาดซึ่งต่ำกว่าขนาดสัญญาณสูงสุดอยู่ 3 เดซิเบล เมื่อวัดขนาดและความเพี้ยนรวมของสัญญาณที่จุดต่างๆ นำมาคำนวณ จะได้ผลตอบทางความถี่ของฟิลเตอร์ภาคส่งซึ่งเหมือนกับภาครับ ดังรูป 4.4 แสดงเทียบกับผลตอบทางทฤษฎีจากการออกแบบซึ่งได้ใกล้เคียงกันพอควร รูป 4.5 เป็นผลตอบทางความถี่รวมจากต้นทางถึงปลายทาง เทียบกับผลทางทฤษฎีเมื่อถือว่าไฮบริดทรานส์ฟอร์เมอร์เป็นแบบอุดมคติ และคำนวณการลดทอนในรูป sin x/x ด้วย จะเห็นว่าผลต่าง

ออกไปจากทฤษฎีมาก เนื่องจากไฮบริดทรานส์ฟอร์เมอร์ลดทอนที่ความถี่ต่ำมาก และในช่วงความถี่สูงนั้นฟิลเตอร์ไม่สามารถแก้การลดทอนแบบ sin x/x ได้ดีพอ

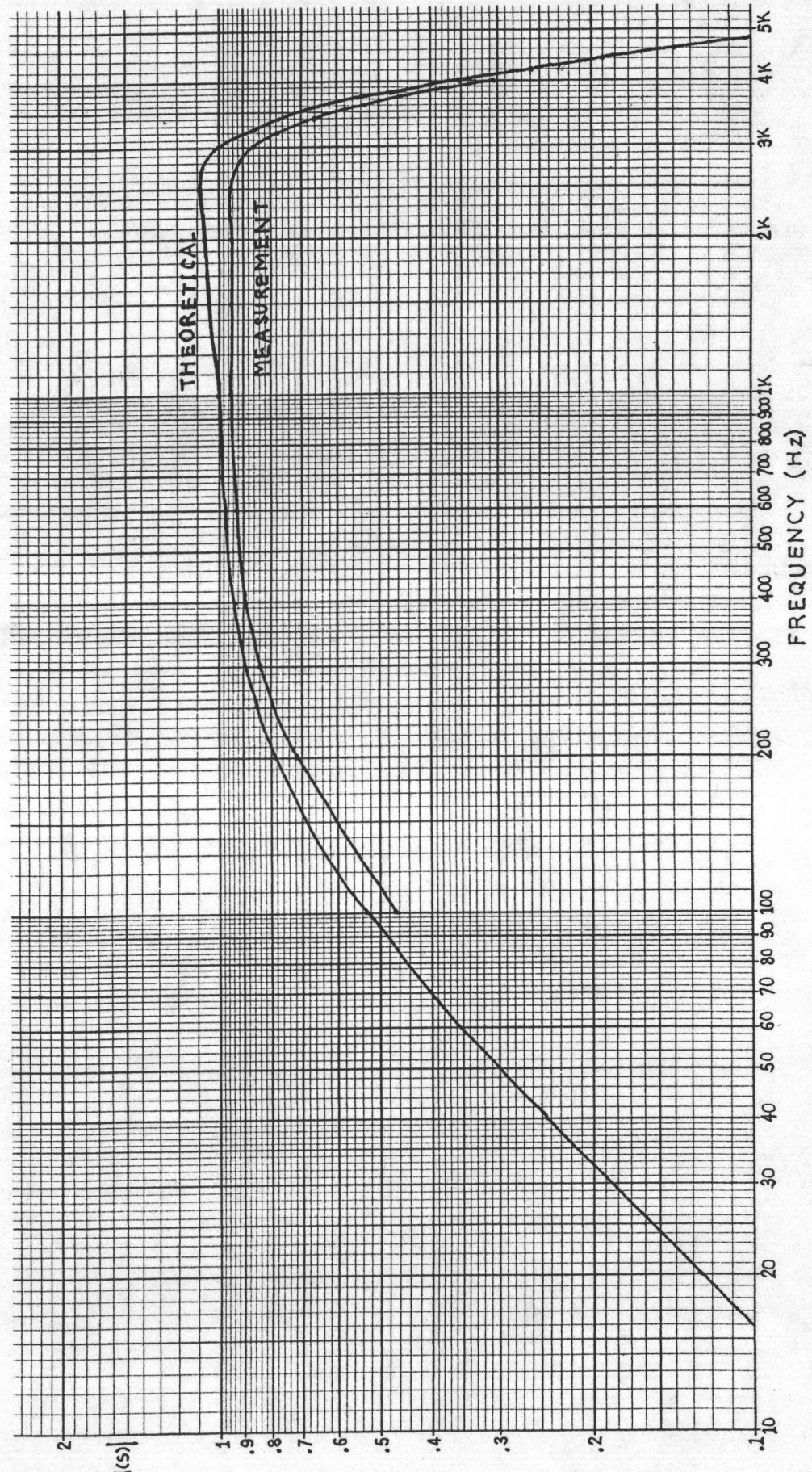


รูป 4.3 บล็อคไดอะแกรมของวงจรโทรศัพท์ทั้งหมด

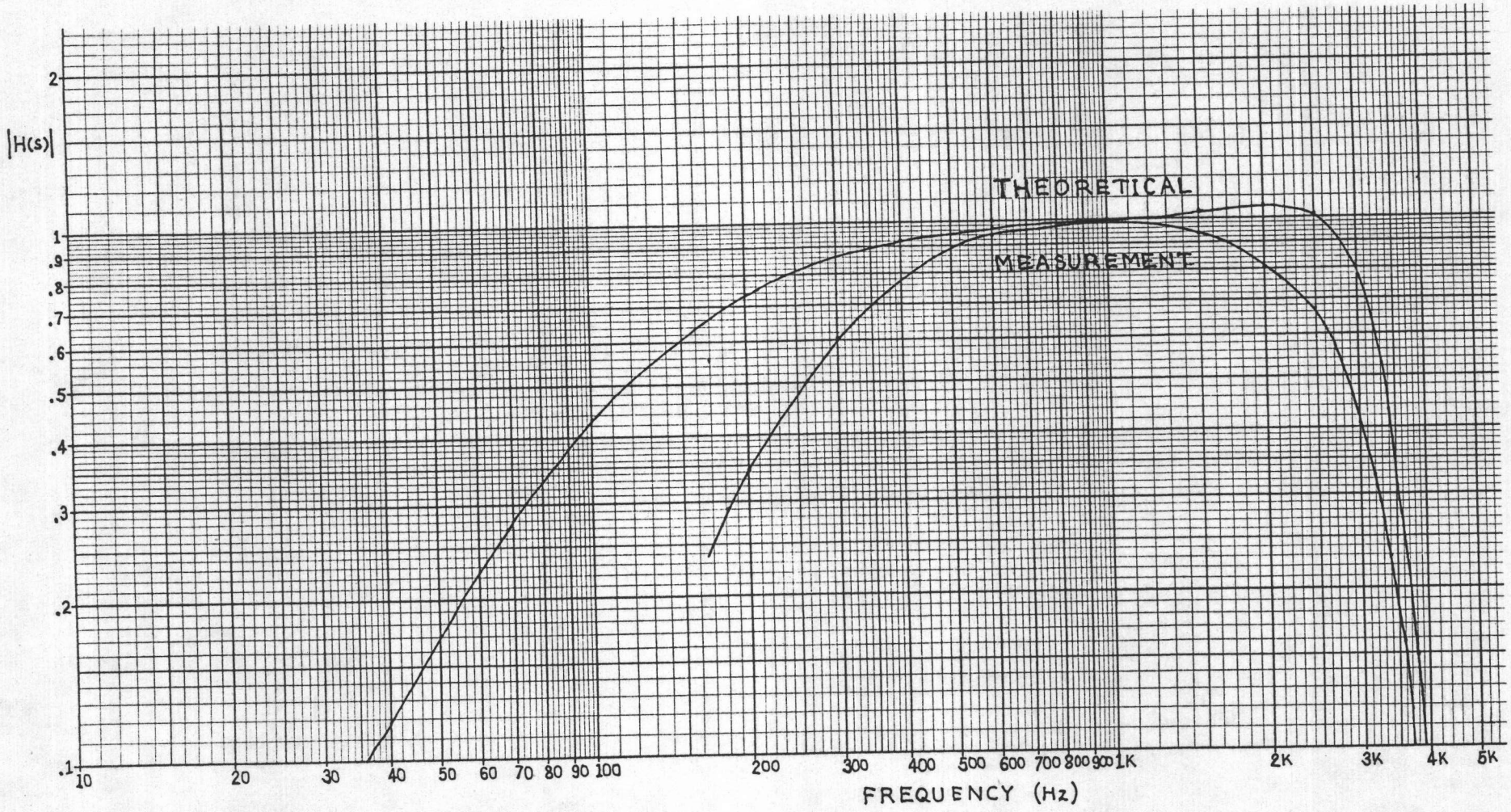
รูป 4.6 เป็นความเพี้ยนรวมที่จุดออกจากวงจรฟิลเตอร์ภาคส่ง, ออกจากฟิลเตอร์ภาครับ และปลายทาง จะเห็นว่าไฮบริดทรานส์ฟอร์เมอร์ทำให้เกิดความเพี้ยนเพิ่มขึ้นมากทีเดียว ส่วนด้านความถี่สูงจะเกิดความเพี้ยนเนื่องจาก Alias หรือการพับกลับทางความถี่ เพราะฟิลเตอร์ไม่ชันพอนั่นเอง แต่ผลการรับฟังเป็นที่น่าพอใจ และมีคุณภาพเสียงดีกว่าโทรศัพท์ทั่วไปทั้งๆ ที่ความเพี้ยนรวมโดยเฉลี่ยประมาณ 6-7 เปอร์เซ็นต์ แต่ส่วนหนึ่งเกิดจากสัญญาณ 50 เฮิร์ตซ์ ซึ่งจะไม่ค่อยได้ยินในโทรศัพท์

4.3 วงจรรับส่งข้อมูลแบบโปร่งใส

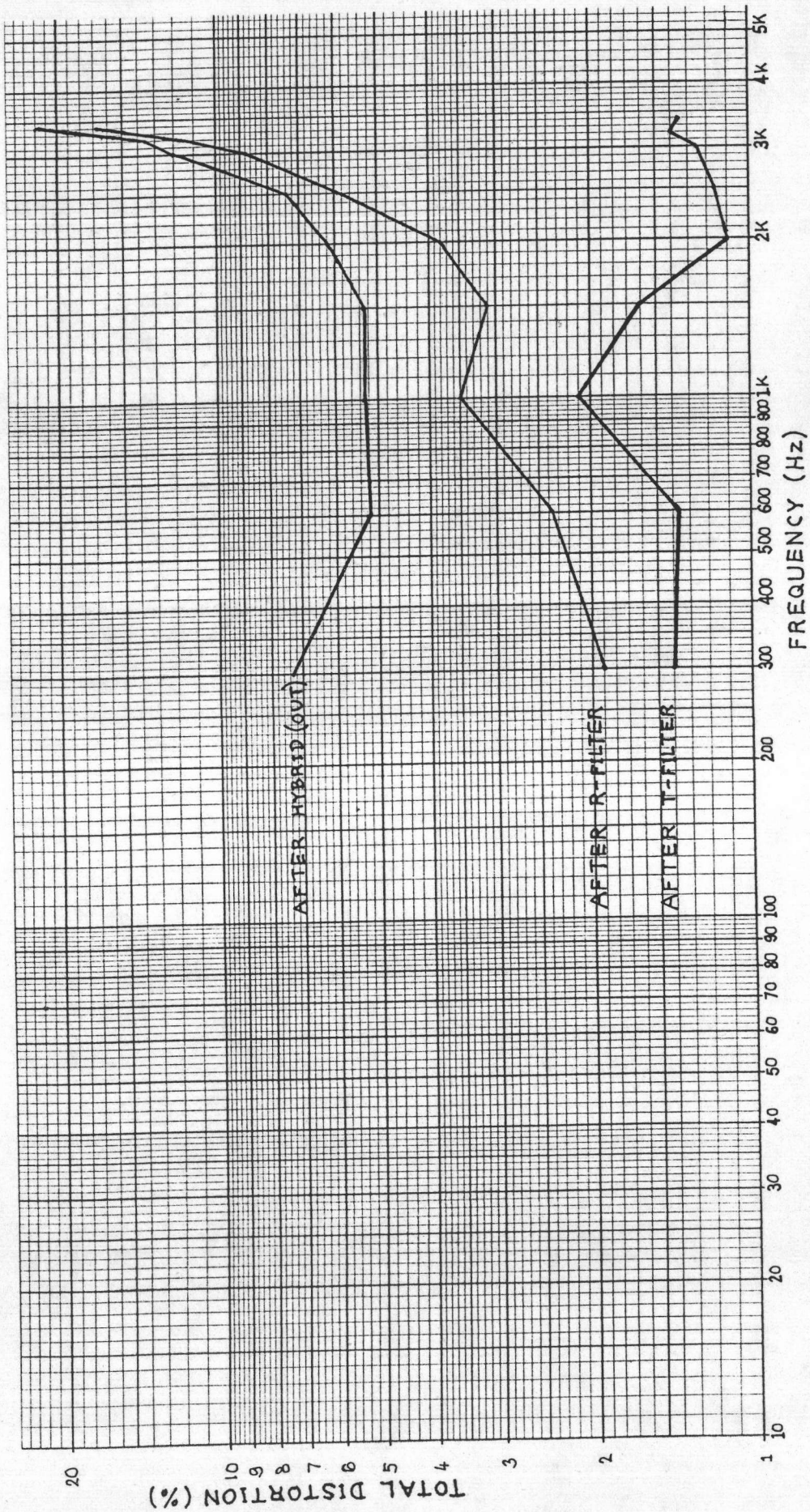
เพื่อทดสอบว่าการใส่และถอดรหัสแบบทรานซิชันเป็นไปอย่างถูกต้อง จึงทดลองส่งข้อมูลแบบแรนดอม ใช้โพลิโนเมียลในการกำเนิดข้อมูลเป็น $1 + x^6 + x^7$ และใช้อัตราการส่งใกล้ๆ ขีดจำกัด คือ ประมาณ 7.8 กิโลบิทต่อวินาที ทางด้านรับจะตรวจสอบข้อมูลว่าถูกต้องหรือไม่ และนับจำนวนบิทที่เกิดผิดพลาดเอาไว้ ทดลองส่งเป็นเวลา 12 ชั่วโมง โดยไม่เกิดผิดพลาด เหตุที่ไม่สามารถทดลองได้นานกว่านั้น เนื่องจากมีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนในตอนกลางวันมาก เช่น การเปิดปิดแอร์ หรือไฟฟ้าที่อยู่ใกล้ๆ ทำให้เกิดการผิดพลาดเป็นเบิร์สท์ คือ ผิดทีละหลายสิบบิทติดต่อกัน ถ้าทดลองนานกว่านี้จะไม่สามารถแยกการผิดพลาดตามปกติออกจากเบิร์สท์ได้ จากข้อมูลที่ได้จะได้ว่า อัตราการผิดพลาดจะไม่เกิน 3×10^{-9} แต่ค่าที่แท้จริงอาจน้อยกว่านี้ ถ้าใช้เครื่องนับความผิดพลาดซึ่งสามารถบันทึกเวลาได้ด้วย เพื่อแยกเบิร์สท์ออกไปสำหรับการทดลองเป็นเวลานานกว่านี้



รูป 4.4 ผลตอบทางความถี่ของวงจรฟิลเตอร์



รูป 4.5 ผลตอบทางความถี่รวมของวงจรโทรศัพท์



รูป 4.6 ความเพี้ยนรวมที่จุดต่าง ๆ ในวงจรโทรศัพท์