



การแพร่สัญญาณดิจิทัลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบเอ็มเอสเค
(MINIMUM SHIFT KEYING)



โดย
นายเกียรติศักดิ์ บุญฤทธิ 34.132101
นายสุกรี โต๊ะเส้น 34.132171
นายอดิศร รำนา 34.132174

ปฏิญานินนธ์นี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032580

ปีการศึกษา 2535
การแพร่สัญญาณดิจิทัลโดยใช้เทคนิคการมอดคูเลชันแบบเอ็มเอสเค
(MINIMUM SHIFT KEYING)

โดย
นายเกียรติศักดิ์ บุญฤทธิ 34.132101
นายสุกรี โต๊ะเส้น 34.132171
นายอดิศร รำนา 34.132174

อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์ คล้าย สุขเจริญผล

ปริญญาโทบริหารการศึกษา 2535

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การแพร่สัญญาณดิจิทัลโดยใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบเอ็มเอสเค

(MINIMUM SHIFT KEYING)

ผู้จัดทำ

1. นายเกียรติศักดิ์ บุญฤทธิ 34.132101
2. นายสกริ โต๊ะเส้น 34.132171
3. นายอดิศร รำนา 34.132174

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ดลชัย สุขเจริญผล)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแพร่สำเนาฉบับจัดโดยใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบเอ็มเอสเค

(MINIMUM SHIFT KEYING)

นายเกียรติศักดิ์ บุณฤทธิ์ 34.132101

นายสุกรี รัตนะสิน 34.132171

นายอดิสร รั้งานา 34.132174

อาจารย์ดลชัย สุขเจริญผล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

เทคนิคดิจิตอลมอดูเลชันแบบเอ็มเอสเค มองดูเหมือนกับเอฟเอสเคที่มีความถี่เบี่ยงเบน (ความถี่บิตเรท หาร ลี) หรือคล้ายกับ ออฟเซต-คีย์ ควอเตอร์นารี เฟลซิฟรูปแบบมอด และ ตีมอด แบบเอ็มเอสเคเป็นการลด กระบวนการมาจาก ฟูรีเยร์เนท ไซเพส เค็ง เมื่ออัตราส่วนของความถี่แคเรีย ต่อ บิตเรทสูงขึ้น ดังนั้นวิธีการตรงนี้ไม่ต้องการ ความเที่ยงตรงของการเบรียบเทียบเฟสของคู่ออสซิลเลเตอร์ทางด้านส่งแบบที่รู้จักกันคือ ดีเอ็มเอสเคซึ่ง เต็มไปด้วยความสามารถในการแก้ ความผิดพลาดที่ถูกต้อง สามารถทำให้เหมาะสมกับ ดีเอ็มเอ ของระบบดาวเทียม, วิทยุเคลื่อนที่ และระบบไมโครเวฟ

MINIMUM SHIFT KEYING

KIATTISAK BOONRIT

SUGREE TOSEN

ADISORN RUMNA

ADVISOR DOLCHAI SOOKCHAROENPON

2536

Abstract

Minimum (frequency) shift keying (MSK) is a digital modulation technique which can be viewed either as frequency - shift keying (FSK) with peak frequency deviation precisely equal to $f_b/4$ (f_b is frequency bitrate). Modulation and demodulation in the MSK format are reduced to the form of coherent biphase keying. When the ratio of the carrier frequency to the bit rate is high, then the technique described here does not require the precise relative phasing of any pair of oscillators in the transmitter. These modems, known as DMSK, equipped with nonredundant error correction capability, may be suitable for TDMA satellite systems and mobile radio and microwave systems applications.

สารบัญ

บทคัดย่อ	ก
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 BLOCK DIAGRAM	3
2.2 MSK กับ ระบบการกรองไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ QPSK	4
2.21 เบื้องหลังของ MSK	4
2.22 หลักการปฏิบัติของโมเดม MSK	4
2.23 MSK Spectrum and Spectral Efficiency	7
2.24 Nonlinearly Filtered Offset QPSK (NLF-OKQPSK)	9
2.3 FILTERING AND LIMITING EFFECTS ON THE PERFORMANCE OF QPSK, OKQPSK, MSK, AND FEHER'S QPSK	11
2.31 Envelope Fluctuations of QPSK, OKQPSK and MSK Signals	12
2.32 Spectral Spreading	16
2.33 การกรองและจำกัดผลของอินเตอร์เนลเซอร์ครอสทอคค์	18
2.34 การกรองและจำกัดผลของลักษณะ waveshapes และแผนภาพ Eye	19
2.35 การกรอง และการจำกัด กับผลของ P_e	22
2.4 A Generalization of Minimum-Shift-Keying (MSK) - Type Signaling Based Upon Input Data Symbol Pulse Shaping	23
2.41 SIGNAL CHARACTERIZATION	24
2.42 AUTOCORRELATION FUNCTION AND POWER SPECTRAL DENSITY	32

	2.43 <u>FURTHER EXAMPLES</u>	36
	2.5 CPFSK signal decom position (การแยกสัญญาณ CPFSK)	38
	2.6 Parallel MSK	41
	2.7 การเข้ารหัสและการถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์เชิงดิฟเฟอเรนซ์ GPSK/OK-QPSK (MSK) (Differentialcoding/ decoding-QPSK/OK-QPSK)	48
	2.8 ดิฟเฟอเรนซ์เชิงดิฟเฟอเรนซ์เอ็มเอสเค	50
	2.9 การเกิดสัญญาณ MSK	52
บทที่ 3	การออกแบบและการสร้างวงจร	56
	3.1 การออกแบบ oscillators	56
	3.11 การออกแบบวงจร VCO โดยใช้ #IC MC1648	56
	3.12 การออกแบบ varicap	59
	3.13 การคำนวณ L และ การพันแบบชั้นเดียว	61
	3.2 การออกแบบ FILTERS	67
	3.21 การออกแบบวงจร Phase Shift 90°	67
	3.22 การออกแบบ Low Pass Filters	70
	3.33 การออกแบบวงจรเปลี่ยนสัญญาณสี่เหลี่ยม เป็นสัญญาณไซน์	74
บทที่ 4	การทดลองและสรุปผลการทดลอง	78
	ภาคผนวก	
	หนังสืออ้างอิง	

บทนำ

ในปัจจุบัน ระบบดิจิทัลต่างๆ ได้ถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวาง โดยที่ระบบนี้ไม่เพียงแต่จะเป็นโครงข่ายที่ทำให้เกิดการประหยัดเท่านั้น แต่ยังทำให้การสื่อสารมีประสิทธิภาพสูงขึ้นด้วย ในทางด้านสื่อสารโทรคมนาคมที่เห็นได้ชัดคือ Digital Radio คุณสมบัติที่เราจำได้ของระบบ Digital Radio เช่น ระบบวิทยุ AM, FM หรือ PM โดยในระบบ Digital Radio นั้นการ MOD และ DEMOD นั้นสัญญาณเป็น Digital pulse มากกว่า Analog waveforms โดย Digital Radio จะใช้ Carrier เป็น Analog คือตามระบบวิทยุดังกล่าวมาแล้วซึ่งหัวใจสำคัญอยู่ที่เทคนิคการ MOD

สัญญาณ Digital ในระบบ Digital Radio ที่นิยมใช้มี 3 วิธีด้วยกันคือ

- Frequency Shift Keying (FSK)
- Phase Shift Keying (PSK)
- Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

สำหรับเทคนิคการ MOD ทั้ง 3 ที่กล่าวมาเป็นมาตรฐานการผลมสัญญาณของโมเด็มที่ใช้กันมากในปัจจุบัน ซึ่งในส่วนของโมเด็มเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญสำหรับการสื่อสารข้อมูลในปัจจุบัน แต่ในโครงงานนี้จะแสดงการ Modulation แบบ MSK (Minimum Shift Keying FSK) ซึ่งเป็นระบบ Digital Mod แบบหนึ่งที่พัฒนามาจากการมอดแบบ FSK การใช้งานก็สามารถนำไปใช้ได้เหมือนกันกับเทคนิคทั้ง 3 ที่ได้กล่าวมาแล้ว แต่ด้วยคุณสมบัติพิเศษคือ ประสิทธิภาพในการติดต่อ ความง่ายของอุปกรณ์ที่ใช้ และการสิ้นเปลืองพลังงานเนื่องจากสเปคตรัมต่ำทำให้มีการนำเทคนิคการ MOD แบบ MSK ไปใช้เป็นโมเด็มรับส่งด้วยวิทยุ (Radio Modem) ซึ่งในส่วนของโมเด็มรับส่งด้วยวิทยุ ก็คือส่วนหนึ่งของการสื่อสารเคลื่อนที่ (Mobil Data Communication)

การสื่อสารข้อมูลเคลื่อนที่นั้น ก็เหมือนกับการสื่อสารข้อมูลที่เราทราบกันโดยทั่วไปนั่นเองโดยอาจเป็นการเชื่อมต่อคอมพิวเตอร์กับคอมพิวเตอร์ หรือการเรียกติดต่อด้วยเทอร์มินัลมายังคอมพิวเตอร์ดังตัวอย่างที่พบบ่อย คือการเรียกใช้โปรแกรมและสอบถามข้อมูลจากฐานข้อมูล หรือการกระจายข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ มายังเทอร์มินัล

เพียงแต่การสื่อสารข้อมูลเคลื่อนที่นั้น คอมพิวเตอร์หรือเทอร์มินัลนั้นมิได้ติดตั้ง อยู่ภายในอาคารหรือสถานที่ต่างๆ แต่เป็นคอมพิวเตอร์ หรือเทอร์มินัลที่คนเรา สามารถพาติดตัวไปได้ และติดต่อกันด้วยระบบวิทยุแทนที่จะเป็นสายโทรศัพท์

เครือข่ายสื่อสารข้อมูลเคลื่อนที่ที่ใช้เทคโนโลยีทันสมัย 3 อย่างประกอบกันคือ

1. การรับส่งข้อมูลเป็น X.25 ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในเครือข่ายสื่อสารข้อมูลแบบการสลับกลุ่มข้อมูล หรือ Packet Switching ทั่วไปโดยการตัดข้อมูลที่รับส่งเป็นส่วนเล็กๆหลายๆ ส่วนก่อนจะส่งและนำกลับมารวมกันใหม่เมื่อถึงปลายทาง เพื่อให้เหมือนกับข้อมูลที่ส่ง ซึ่งจะช่วยให้สามารถรับส่งข้อมูลหลายๆชุด ในเวลาเดียวกันโดยใช้ช่องสัญญาณเพียงช่องเดียว เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้งานช่องสัญญาณที่มีอยู่จำกัด

2. การจัดตั้งสถานีถ่ายทอดสัญญาณแบบรังผึ้ง หรือที่รู้จักกันว่า "เซลลูลาร์" ทำให้สามารถลดขนาดสถานีถ่ายทอดสัญญาณเป็นขนาดเล็กลง และใช้ความถี่วิทยุซ้ำเดิมได้ในสถานที่ที่ไม่อยู่ติดกัน ช่วยให้ประหยัดความถี่ที่จะต้องใช้

ดังตัวอย่างในภาพ สถานีหมายเลข 1 มีพื้นที่ครอบคลุมไม่ซ้ำกับสถานีที่ 3 เนื่องจากมีสถานีที่ 2 คั่นกลางจึงสามารถใช้ความถี่เดียวกันได้

3. ใช้ระบบวิทยุแบบดิจิทัล ซึ่งให้ความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลดีกว่าระบบวิทยุแบบเดิม คือแบบอนาล็อก ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ที่มีใช้กันแพร่หลายในขณะนี้ นั้น อาจจะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นบ้าง ซึ่งหากมีไม่มากผู้สนทนาก็ยังคงสนทนาได้แต่ในการรับส่งข้อมูลนั้นจะต้องไม่มีสัญญาณรบกวนเลย เพื่อให้การรับส่งข้อมูลถูกต้อง

เป็นที่คาดกันว่า ในอนาคตจะมีการพัฒนาใช้คอมพิวเตอร์กระเป๋าคือ เรียกใช้ข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะมีประโยชน์ต่อวิศวกรซ่อมบำรุงที่ต้องออกไปแก้ไขปัญหาให้ลูกค้า สถานีปิก หรือแม้แต่เซลล์แมนโดยเฉพาะถ้าเทคโนโลยีพัฒนาไปจนโมเด็มที่ใช้รับส่งด้วยสัญญาณวิทยุมีขนาดเล็ก จนติดตั้งในคอมพิวเตอร์กระเป๋าคือได้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 BLOCK DIAGRAM

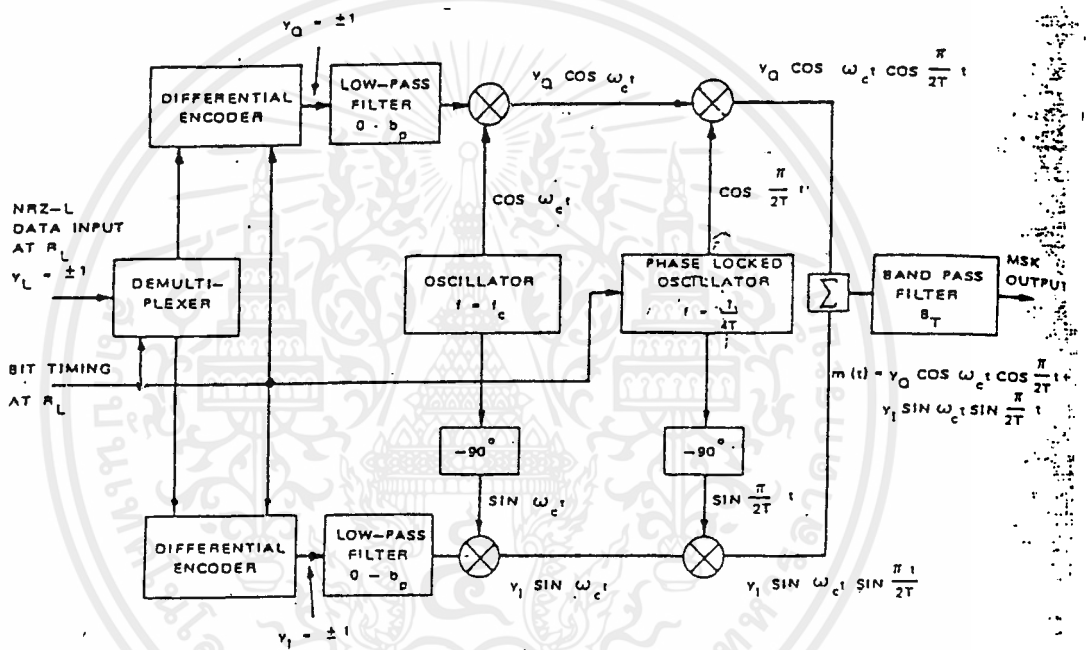


Fig. 2-1 MSK transmitter (multiplier type).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 เอ็ม เอส เค กับระบบการกรองไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ QPSK

2.2.1 เบื้องหลังของ MSK

คลื่นความถี่ เอฟ เอ็ม เป็นคลื่นที่อยู่ในจำพวกความถี่ ที่ใช้เทคนิคแบบสายต่อเนื่อง สำหรับการส่งผ่านข้อมูลนั้น ในทางเชิงตัวเลข ระบบ FM รู้จักในนาม FSK ข้อมูลจำนวนมากได้ปฏิบัติในพิสัย 50 b/s ถึง 1 mb/s ใช้โมเด็ม FSK แบบไม่ร่วมนัยติโมเดเตอร์ แบบไม่ร่วมนัยนั้นง่ายกว่าแต่จำเป็น และต้องการ E_b/N_0 สูงกว่าระบบแบบร่วมนัย เนื่องจาก E_b/N_0 มีความต้องการสูงกว่าค่าต่ำสุดที่เป็นไปได้ นั่นไม่เป็นที่รับได้สำหรับการควบคุมพลังงานของระบบดาวเทียม ระบบไม่ร่วมนัย จึงไม่มีความจำเป็น รายละเอียดระบบแบบไม่ร่วมนัย MSK โมเด็มชั้น FSK ไม่ร่วมนัยติโมเด็มชั้น รู้จักในนาม MSK หรือ FFSK มีระบบปฏิบัติการที่ บทนี้จะบรรยายถึงหลักของระบบปฏิบัติการ และคุณสมบัติของระบบ MSK

2.2.2 หลักการปฏิบัติของโมเด็ม MSK

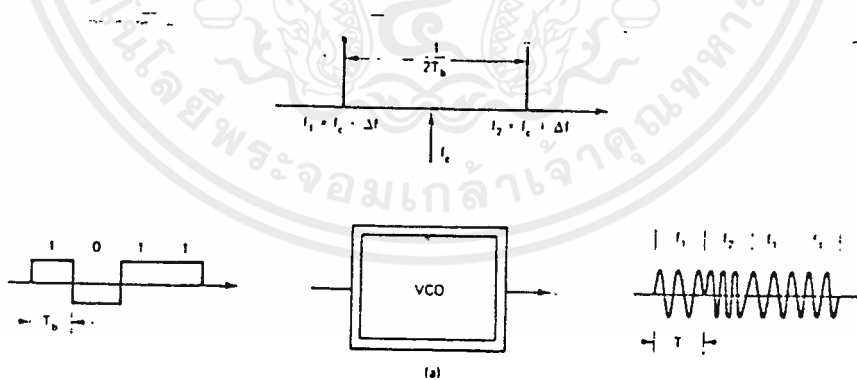


Figure 2.2.2.1 a

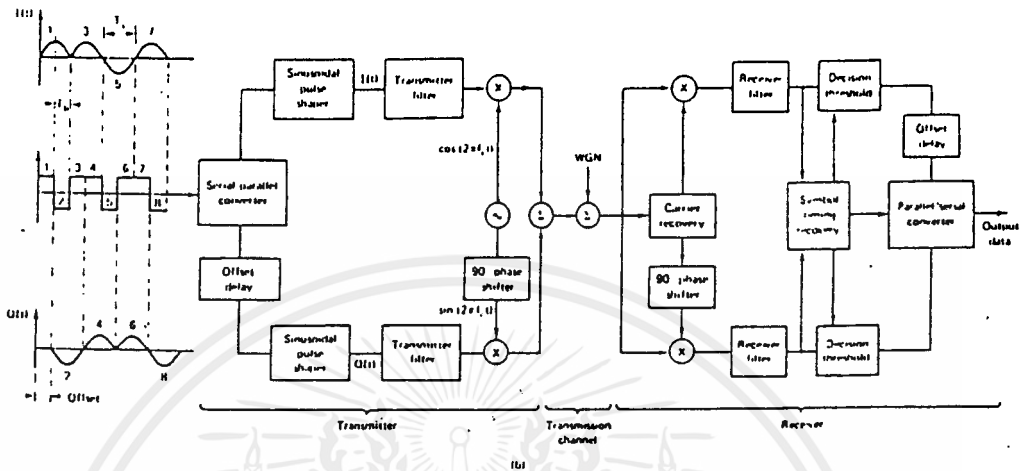


Figure 2.2.7 Block diagram of FFSK and MSK modems. (a) FFSK representation. (b) Equivalent MSK representation. Data in bit number n is converted to $1/4$ baud number n . $T_b = T_c$.

แผนผังแสดงขั้นตอนของมอดูเลเตอร์ FFSK ในแผนภาพ 2.22.1 (a) ออสซิลเลเตอร์ควบคุมแรงดันแสดงถึงความเป็นไปได้ของการเสริมของโมดูลเลเตอร์สถานะตรรกะ 1 แสดงผลต่อการส่งความถี่ f_2 สถานะตรรกะ 0 (-1 v data level) ส่ง f_1 ขึ้นตามที่เห็นใน FFSK เป็น

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{4T_b} = 1/4T_b \quad (2.22.1)$$

2

ณ ที่ T_b เป็นหน่วยบิตระหว่างข้อมูล input สังเกตว่าความสัมพันธ์ร่วมนัยระหว่างคลื่นที่ถูกส่ง และอัตราบิตเป็นสิ่งที่จำเป็น ตอนนี้มาดูสัญญาณ FFSK อาจจะกำเนิดกระแสในอาการคล้าย ๆ กันส่งโมดูลเลชัน OK-QPSK สัญญาณคลื่น SPSK (c)

โดย

$$\begin{aligned}
S_{r_{max}}(t) &= A \cos[2\pi(f_c \pm \Delta f)t] & (2.2.3a) \\
&= A\cos(\pm 2\pi\Delta ft)\cos(2\pi f_c t) - A\sin(\pm 2\pi\Delta ft)\sin(2\pi f_c t) \\
S_{m_{max}}(t) &= A\cos(\pm 2\pi\Delta ft)\cos(2\pi f_c t) - A\sin(\pm 2\pi\Delta ft)\sin(2\pi f_c t) & (2.22.3b)
\end{aligned}$$

สมการ (2.22.3b) เป็น MSK แสดงถึง FFSK ดังรูป 2.22.1(b) แสดงถึง การเสริมวิธีการของ MSK โมดูลเลเตอร์ ความถี่พาหะที่ไม่ได้โมดูลเลต f_c ถูกควบคุมทั้งในเฟสและในสัญญาณ quadrature baseband serial-to-parallel ของข้อมูลที่แปลงถูกส่งไปสู่ sinusoidal pulse-shaper ใน baseband ช่อง I นั้น pulse-shaper ก่อให้เกิด $\cos(\pi t/2T_b)$ ขณะที่ช่อง Q offset delay T_b ในตัวเชื่อมกับ pulse-shaper กำหนดโดย

$$\cos\left[+\frac{\pi(t - T_b)}{2T_b}\right] = \sin\left[+\frac{\pi t}{2T_b}\right]$$

sinusoidal pulse shapers สามารถเพิ่มเติม switch filters และ นี้ให้ที่จะนิสัจน์โมดูลเลเตอร์ในรูป 2.22.1 b ก่อให้เกิดสัญญาณ MSK และมันมีโครงสร้างที่คล้ายกับ OQPSK modulator

sinusoidal pulse shaping หมายถึง modulator output มีทั้ง positive or negative มีเฟสเปลี่ยนแปลง linear อัตราที่เกี่ยวกับการส่งขึ้นอยู่กับข้อมูล input amplitude และ phase ของสัญญาณ output ของการ modulating เป็นผลรวมของสัญญาณ (ซึ่งไม่ได้ผ่าน filter) มี amplitude คงที่ (คือ เวลาที่ไม่ผันแปร) มันสามารถส่งผ่านเครื่องมือจำกัด amplitude การเพิ่มสัญญาณในแบบเดียวกันกับ FM.

MSK demodulator กระทำการในแบบเดียวกันกับ offset QPSK ตัวรับดั่งที่บรรยายไปแล้ว อย่างไรก็ตามก็พิจารณา filter ที่ต่างกันก็เพื่อความแน่ใจ ISI-free ในการส่ง bit rate และการแยกคลื่นความถี่เกี่ยวพันกันโดยดั่งสมการ 2.22.1 การประยุกต์ต่อระบบการออกแบบ MSK จะง่ายในการส่งสัญญาณ

รูป 2.22.2 แสดงรูปแบบของ modulate การส่งลูกคลื่นมี 3 แบบ คือ แบบ MSK, offset QPSK และแบบเดิม QPSK ปรากฏทุก ๆ $2 T_b$ วินาที คือ การเพิ่มของสัญญาณ ขณะที่ OKQPSK และ MSK ปรากฏทุก ๆ T_b วินาที ในระบบเดิม QPSK + 90 องศา เฟส/การส่ง และเฟสของ + 180 องศา ที่เป็นไปได้ขณะที่ใน OKQPSK ถูกจำกัดที่ + 90 องศา มากกว่ากลุ่มของสัญญาณ 4 สถานะใน MSK การส่งเฟสเชิงเส้น T_b วินาทีนั้นต่อเนื่องกันตลอดเวลา

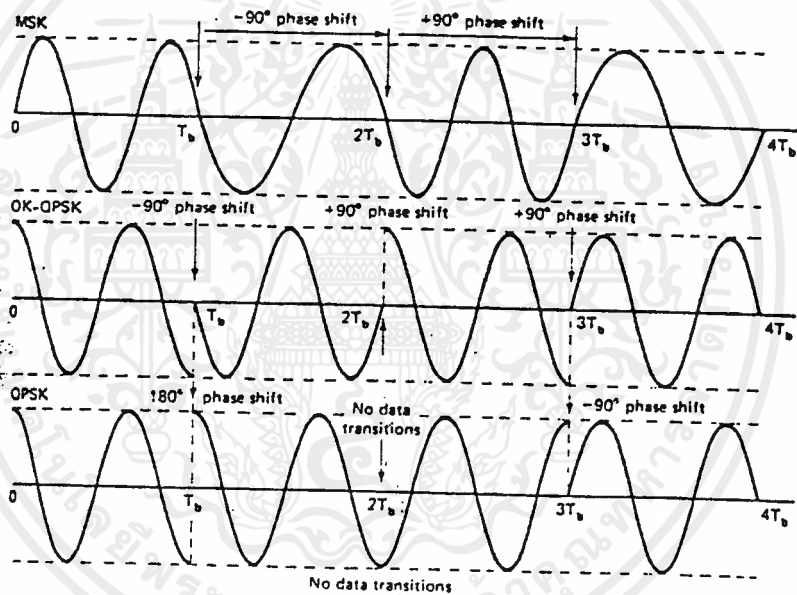


Figure 2.22.2: Modulated carrier waveforms in MSK, offset QPSK, and conventional QPSK. Note that the amplitude envelope of these unfiltered signals is constant. (After [Gronemeyer and McBride, 1976], with permission from the IEEE, © 1976.)

2.23 MSK Spectrum and Spectral Efficiency

ด้วยวิวัฒนาการที่คล้าย ๆ กัน สำหรับวิธีการ QPSK และ OKQPSK เราอาจจะรวมการ modulate MSK เท่ากันกับความถี่ spectrum ของ I และ Q baseband เราจึงได้สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{\text{MSK}}(f) = \frac{8P_c T_b [1 + \cos 4\pi(f-f_c)T_b]}{\pi^2 [1 - 16T_b^2 (f-f_c)^2]^2} \quad (2.23.1)$$

เมื่อ f_c = unmodulated carrier frequency
 P_c = total power in modulated waveform
 T_b = $1/f_b$ = bit duration
 T_s = $1/f_s$ = $2T_b$ = symbol duration

power spectrum ปกติของ QPSK ,offset QPSK และ MSK เป็นฟังก์ชันของความถี่ และ binary bit rate $R_b = 1/T_b$ ดังแสดงในรูปที่ 2.23 QPSK จะมีความกว้างของ main lobe $+1/2 T_b$ และ MSK กว้างกว่า $+3/4 T_b$ ค่าที่ใหญ่กว่าของ $(f-f_0)/R_b$ MSK จะมี spectrum ตกไปสู่ $(f)^{-4}$ QPSK เป็นสัดส่วนต่อ $(f)^{-2}$ spectrum ที่ไม่ได้ filter เป็นสัดส่วนของความสัมพันธ์ต่อการออกแบบที่สถานี ณ. ที่กำลังที่สูง high power amplifier (HPA) ถูกใช้ในแบบไม่เชิงเส้น แต่ระบบดาวเทียมประยุกต์ใช้ได้ที่ถูกกว่าที่เรียกว่า Nyquist

การประยุกต์ของ Nyquist เกี่ยวข้องกับการแทรกแซง การส่งคลื่น ที่ซึ่ง baseband ถูกจำกัดให้มี spectrum ที่พอเพียงของ $2b/s/Hz$. ในการเข้าใจและเรียนรู้ถึงการ filter ของระบบ MSK

$$G_{\text{MSK}}(f) = \frac{8P_c T_b [1 + \cos 4\pi(f-f_c)T_b]}{\pi^2 [1 - 16T_b^2 (f-f_c)^2]^2}$$

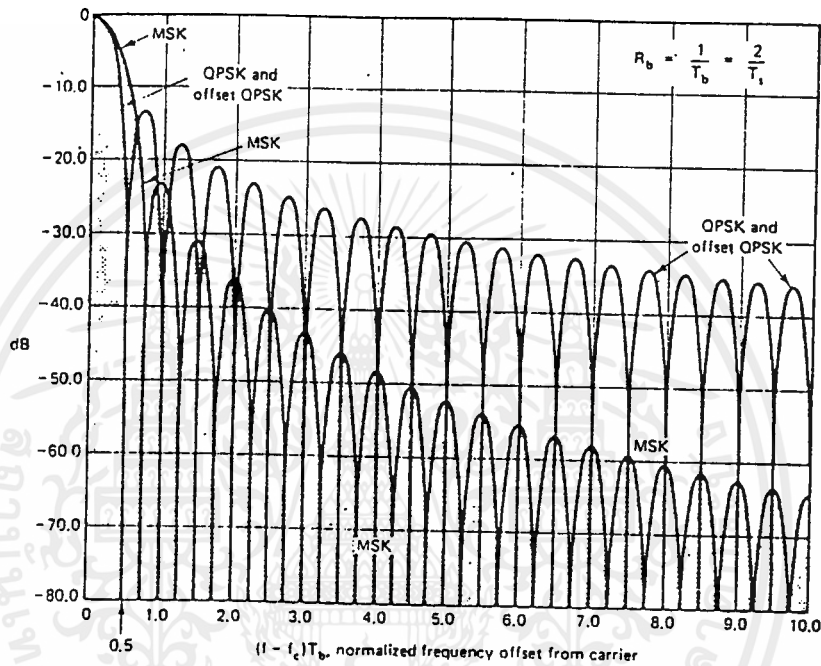
$$G_{\text{OOK/FSK}}(f) = \frac{2P_c T [\sin 2\pi(f-f_c)T_b]^2}{[2\pi(f-f_c)T_b]^2}$$

$P_e = f(E_b/N_0)$ P_e ที่ไม่ได้ filter FFSK แบบเดียวกับการจับคู่ของเครื่องรับ QPSK เป็นการสลับกันกับชื่อ FFSK P_e ของ bandlimited Grey-coded ของระบบ FFSK แสดงว่าเป็นระบบ QPSK ดังนั้น ถ้าระบบ MSK เป็นทาง



ขบวนการตอบสนองของช่องทางการ filter ก็เป็นเนื้อเรื่องเดียวกับ Nyquist's ISI-free ดังสมการ

$$P_{\text{max}} = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{Eb}{N_0}} = P_{\text{QPSK}} \quad (2.23.2)$$



$$G_{\text{MSK}}(f) = \frac{8P_c T_b [1 + \cos 4\pi(f - f_c)T_b]}{\pi^2 [1 - 16T_b^2(f - f_c)^2]^2}$$

$$G_{\text{QPSK}}(f) = 2P_c T \left[\frac{\sin 2\pi(f - f_c)T_b}{2\pi(f - f_c)T_b} \right]^2$$

Figure 2.23 Normalized power spectral densities of unfiltered QPSK, offset QPSK, and MSK systems. The modulated spectrum is symmetrical around the carrier frequency. For this reason only the upper sideband is shown. (After [Gronemeyer and McBride, 1976], with permission from the IEEE, © 1976.)

2.24 Nonlinearly Filtered Offset QPSK (NLF-OKQPSK)

(Feher's QPSK) Modems

ความสัมพันธ์ของขบวนการ (filter) รวมทั้งการ offset QPSK modulation มีspectral ที่สำคัญเปรียบเทียบกับเทคนิคการ modulate รู้จักกันในนาม nonlinearly filtered offset keyed QPSK (NLF-OKQPSK) หรือ Feher's modulator ดังแสดงในรูป 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายละเอียดของพิกัด spectral การแบ่ง การประยุกต์และการเสริม ได้ บรรยายถึงคุณลักษณะของ modulator ในระบบ hard-limited ตามรูป 2.24 a serial-to-parallel ข้อมูลให้เป็น I และช่องสัญญาณ Q การ modulate $f_s = f_b/2$ อัตราสัญญาณที่ไม่เชิงเส้นโดยวิธีการของ Feher's การ modulate มี power spectral เป็น

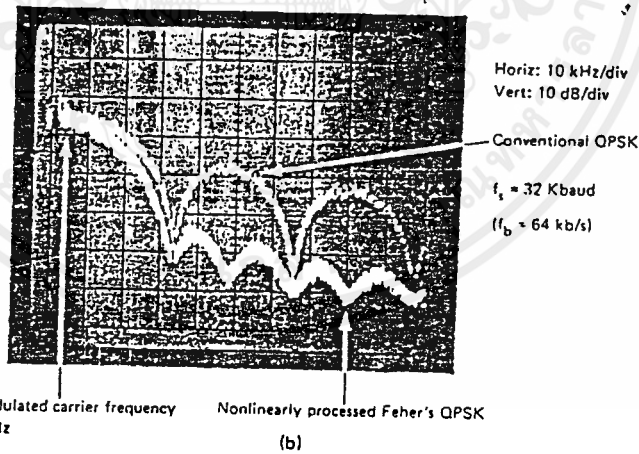
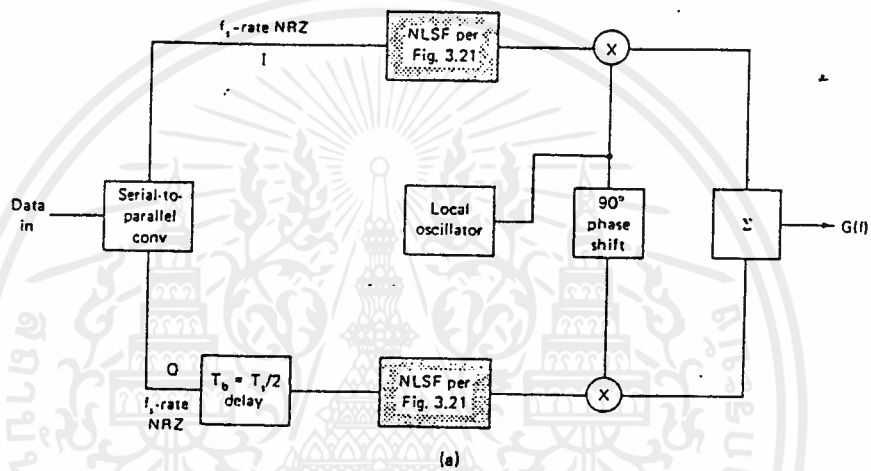


Figure 2.24 Nonlinearly filtered-offset-keyed QPSK (NLF-OKQPSK) modulator and corresponding spectrum. This modulator is also known as Feher's QPSK. (a) Modulator block diagram. (b) Spectral comparison of conventional with Feher's QPSK.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(f) = C \left[\frac{\min[2\pi(f-f_c)T_b]}{2\pi(f-f_c)T_b} \frac{1}{1-4(f-f_c)^2 T_s^2} \right]^2 \quad (2.24)$$

เมื่อ

$$f_s = \frac{1}{T_s} \text{ is the symbol rate (} f_s = f_b/2 \text{)}$$

C = proportionality constant

f_c = unmodulated carrier frequency

การวัดกำลังพิกัดของจุดทั้งแบบ QPSK และ Feher's แสดงในรูป 2.24 (b) เนื่องจากอัตราคลื่นวิทยุเป็นเชิงเมตริกซ์เพียงคลื่นด้านบนที่ส่งผ่านมันจะถูก filter โดย modulator ที่สัมพันธ์กับ baseband

2.3 FILTERING AND LIMITING EFFECTS ON THE PERFORMANCE OF QPSK, OKQPSK, MSK, AND FEHER'S QPSK

ในส่วนนี้ผลของการ filter และจำกัดการปฏิบัติการของระบบ modulation เราจะสนใจต่อการกระทำของมันถึง การ filter การจำกัด ดังเช่นของ AM, สู่ PM, และ AM, สู่ AM.

การปฏิบัติการสามารถแบ่งเป็น 2 ส่วน

1. การลดช่องของ spectral
2. การลดโดยสัญญาณรวมถึง I สู่ Q

สัญญาณเหล่านี้ถูกนำมาใช้ในการ modulate แบบ limited กับสัญญาณ amplifier โดยแบบไม่เชิงเส้นสำหรับการประยุกต์ต่าง ๆ ณ ที่มีการส่งคลื่นวิทยุ จะมีข้อมูลมากกว่า ($f_c/f_b > 10^5$) มันยากมากต่อการออกแบบ RF filter เช่น ใน 6-GHz (ใช้ในการส่งขึ้น) ใช้ 64-kb/s QPSK filter F_{s1} , F_{s2} และ F_{s3} ต้องการความถี่ของ 6 GHz และ double-sided bandwidth ของ 32 kHz เพราะความยุ่งยากของการออกแบบนี้เอง สถานีดาวเทียมต่าง ๆ ไปได้ประโยชน์จากเครื่อง filter ว่าเราพบถึง modulator ที่คงที่ของสัญญาณแบบ limited การลดก็จะมี

2.31 Envelope Fluctuations of QPSK, OKQPSL and MSK Signals

เนื่องจากเวลาของการไหลของข้อมูลใน QPSK เป็นไปแบบทันทีทันใด เฟลการส่งของ 0, 90 และ 180 องศา เกิดขึ้นได้ ดังรูปที่ 2.31.1a แสดงถึง RF amplitude และเฟสของสัญญาณ filter QPSK ณ ที่ 180 องศา ในทันทีที่เฟลถูกส่ง ซึ่งเกิดขึ้นทั้ง in-phase และ quadrature ช่องข้อมูลเปลี่ยนไปทันทีทันใด envelope ไปที่ 0 amplitude ที่ + 180 องศา phase transitions เกิดช่องข้อมูลเปลี่ยน เฟส ที่คงที่มี 3 dB

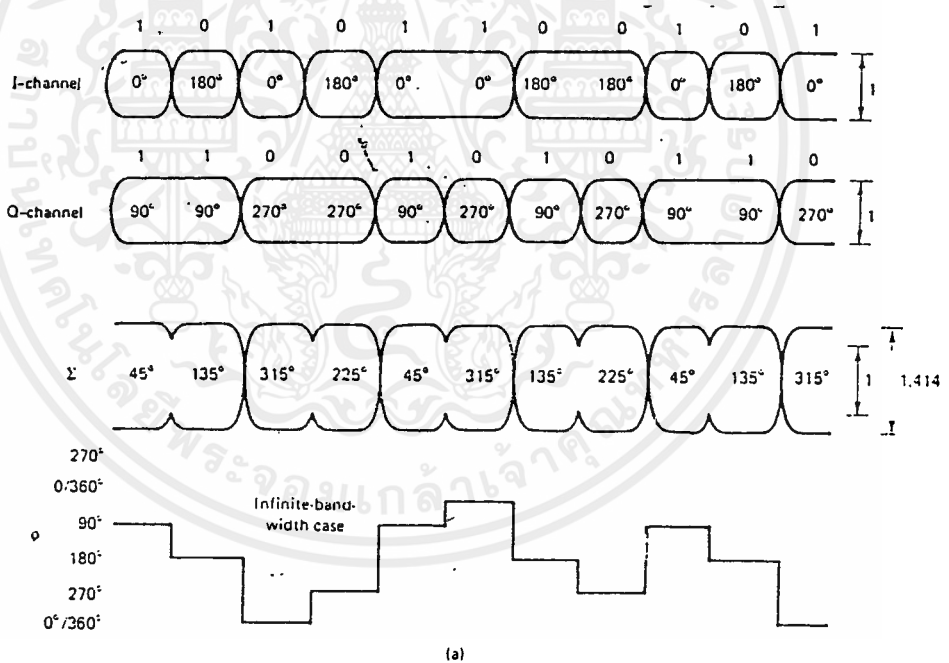


Figure 2.31.1a RF amplitude and phase of filtered QPSK signals. (b) RF amplitude and phase of filtered OKQPSK signals. (c) RF amplitude and phase of unfiltered MSK signals. (Figures and corresponding descriptions after [Huang, 1979], with permission.)

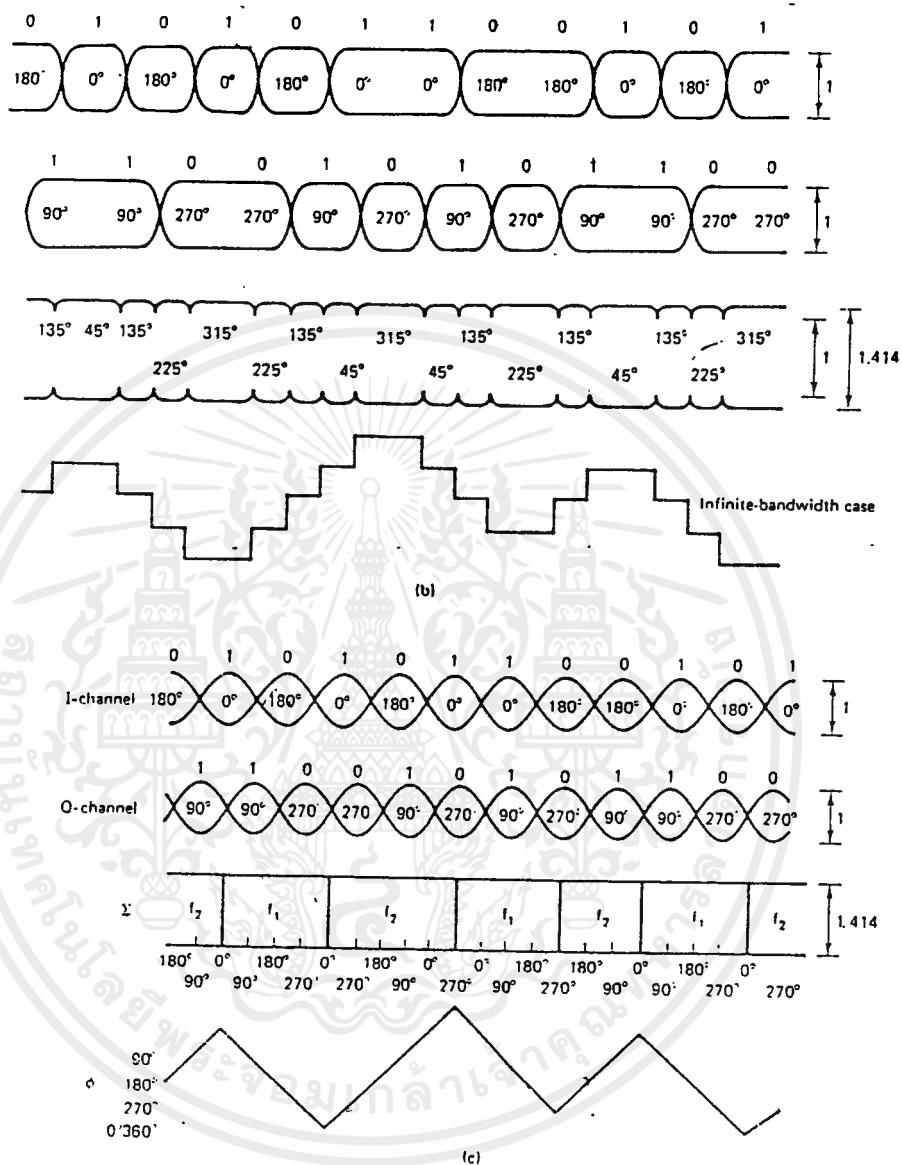


Figure 2.31.1

ใน OKQPSK เพราะว่า 1 บิต (1/2symbol) การdelay ระหว่าง 2 ช่อง ข้อมูล 180 องศา เฟสก็จะถูกป้องกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$z(t) = i(t)\cos\omega_c t + q(t)\sin\omega_c t \quad (2.31.1)$$

เมื่อ

$i(t), q(t)$ = in-phase and quadrature baseband

ω_c = carrier angular frequency, rad/s ($\omega_c = 2\pi f_c$)

$$e(t) = \sqrt{i(t)^2 + q(t)^2} \quad (2.31.2)$$

ถ้าเราให้ $i(t)$ เข้าสู่ตามทางและ $q(t)$ สู่แนวอนของ oscilloscope เราได้ Lissajous โค้งที่แสดงถึง envelope ของระบบการ modulate ช่องว่างสัญญาณของ modulate แสดงไว้ในรูป 2.31.2 และรูป 2.31.3 สังเกต envelope ในแบบ QPSK ใหญ่กว่า OKQPSK และไม่เชิงเส้น QPSK ถูกจำกัดที่ 3 dB

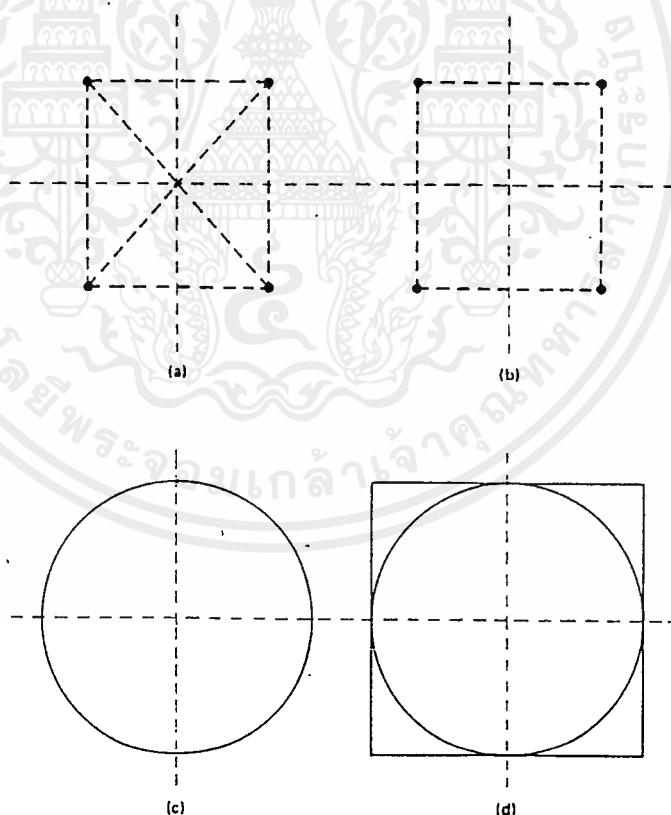
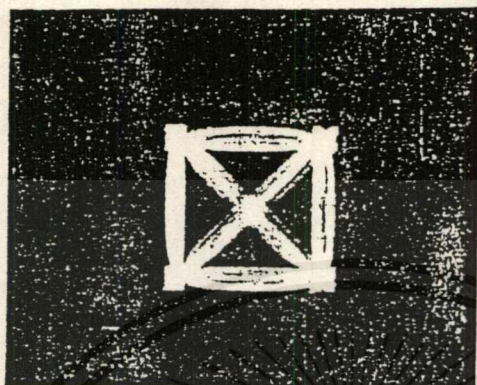
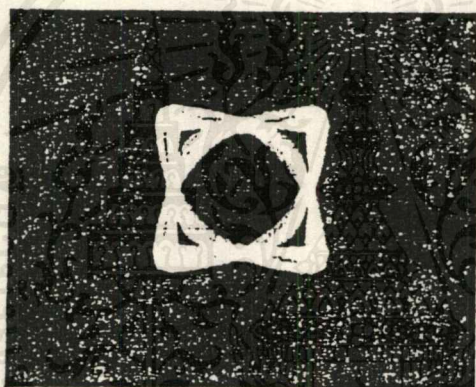


Figure 2.31.2 Signal-space diagrams for unfiltered (a) QPSK, (b) OKQPSK, (c) MSK (FFSK), and (d) NLF-OKQPSK (Fehler's QPSK).

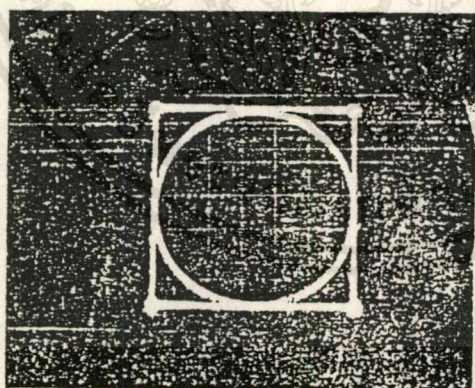
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Band-pass filtered QPSK



Band-passed filtered OKQPSK



Nonlinearly filtered OKQPSK (Feher's QPSK)

Figure 2.31.3 Measured signal space diagram of bandlimited QPSK, OKQPSK, and Feher's QPSK.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.32 Spectral Spreading

Bandlimited ระบบนี้มีการขึ้นและลงตามเวลา ถ้าการ filter ลู่ modulate QPSK และระบบ MSK เวลาเหล่านี้ก็จะลู่แบบจำกัด bandwidth ตัว จำกัดที่รู้จักว่า hard limiter ในรูป 2.32.1 output ของ limiter ย้ายลู่ขบวนการเก็บ sideband bandwidth ของ spectral 64-kb/s อัตราการส่ง QPSK modulator แสดงในรูป 2.32.1(c)

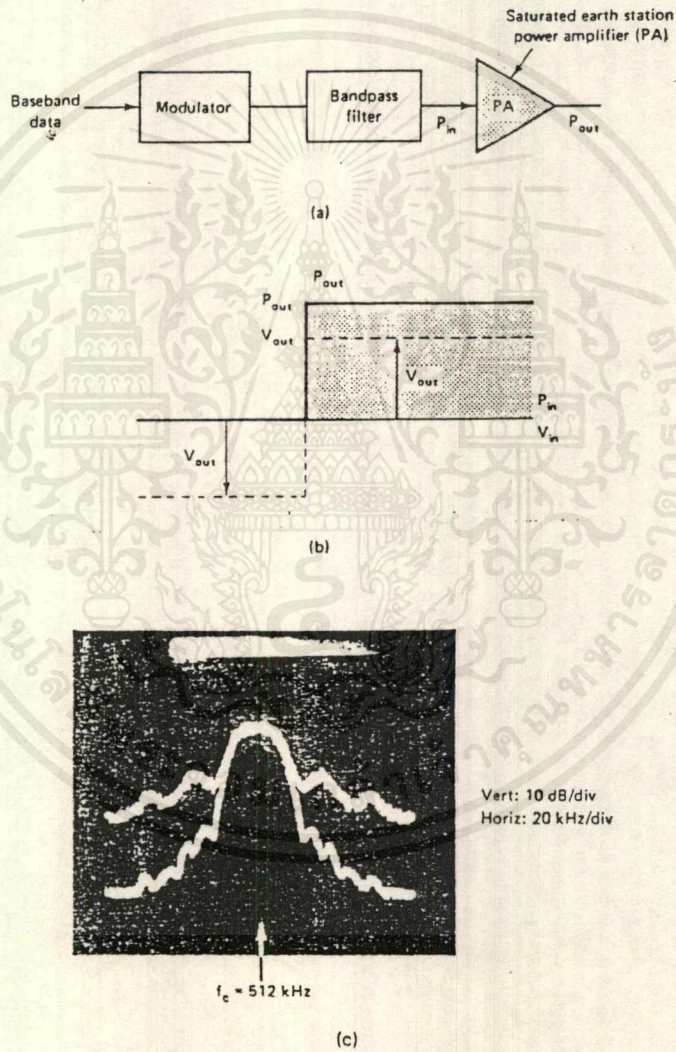


Figure 2.32.1 Filtered and hard-limited QPSK spectra. Bit rate, $f_b = 64$ kb/s. Carrier frequency, $f_c = 512$ kHz. Filtered QPSK spectrum (lower trace.) Same modulator and filters as in the spectral measurement of Fig. 4.24. Filtered and hard-limited spectrum (upper trace). (a) Block diagram. (b) Hard-limited power and voltage output/input ratio. Here we use a hard limiter as a first approximation of saturated earth station power amplifiers. (c) Bandlimited and bandlimited-hard limited spectral measurements.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ การกระจายของ spectral ไม่ได้ให้สิ่งที่มองเห็นสู่การกระทำ การแยกของช่อง เหตุผลนี้ระบบทั้งหมด วิศวกร คนงาน คอมพิวเตอร์ ทำนายเป็น จำนวนของการลดการแยกของช่องสัญญาณสื่อสาร

การวัดผลของ bandlimit และ hardlimit QPSK, OKQPSK, MSK และ NLS-OKQPSK ดังแสดงในรูปที่ 2.32.2(a) ดาวเทียมพื้นดิน สายอากาศใช้ การวัดแบบนี้ แสดงไว้ในรูป 2.32.2(b) จากผลของอันนี้ปรากฏว่า NLS-OKQPSK มี spectral เร็ว และเก็บ lobe ของสัญญาณ MSK ถึง $1.5/T_s$

Fast spectral roll-off ของการ modulate และ hard-limit (แอมพลิจูดไม่เชิงเส้น) คือต้องการกำลังต่อระบบดาวเทียม วัตถุประสงค์ของการ ค้นคว้าดำเนินการที่มหาวิทยาลัย ottawa, Hughes Aircraft, Philips. ห้องทดลอง JET Propulsion lab, SPAR Aerospec Limited, COMSAT lab. และสถาบันอื่น ๆ ที่พัฒนากำลังโมเดมจากการทดลองส่งโมเดมผ่าน hard-limited ที่สถานีพื้นดิน spectral ของ modulate

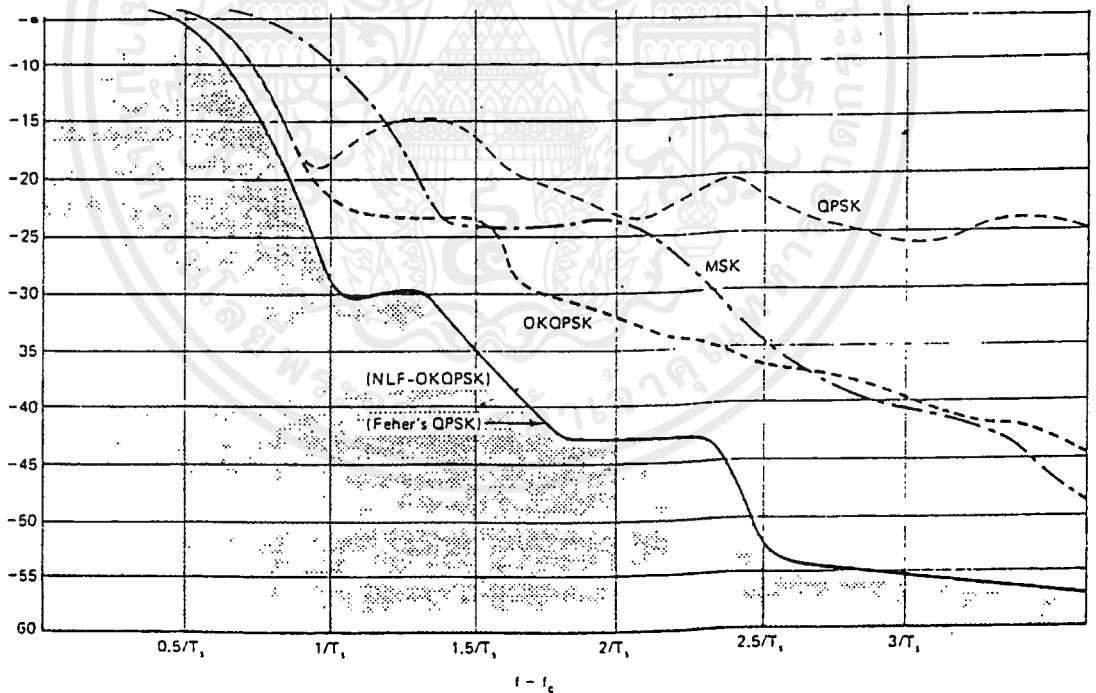


Figure 2.32.2: Measured, normalized, spectral density of bandlimited and hard-limited QPSK, OKQPSK, MSK, and NLF-OKQPSK (Feher's QPSK). Solid line, NLF-OKQPSK (not bandlimited); dash-dotted line, MSK bandlimited by fourth-order Chebyshev $BT_b = 1$; dashed line, OKQPSK bandlimited by fourth-order Butterworth; dotted line, QPSK bandlimited by fourth-order Butterworth.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.33 การกรองและกำจัด ผลของอินเตอร์เนลเซอร์ ครอสทอคค์

QPSK ที่ไม่ได้ผ่านการกรอง,ออฟเซต QPSK และสัญญาณ MSK มีแอมพลิจูดคงที่และลักษณะเด่น ดังนั้นได้มีผลโดยการกำจัด แอมพลีไฟ รูป2.32.2ดังนั้น ระบบปฏิบัติการเป็นแบบเดียวกันภายใต้สถานการณ์นี้มีการแทรกแทรกและ Eb/No สำหรับ a pe ของ 10⁻⁴ dBสำหรับทั้ง 8 กรณีดังนั้นที่เครื่องกำจัดฟิลเตอร์แบบแถบตลอดที่กำลังสัญญาณถูกรอง ในเฟสและ quadratureสัญญาณคลื่น i(t)และ q(t) ในสมการ (2.31.1)กลายเป็นสัญญาณแอมพลิจูดโมดูเลชั่น(AM)ปฏิกริยาจำกัด ย้ายสู่ AM และมีต่อไป i(t) และ q(t) สัญลักษณ์คลื่น ผลของอันนี้ Gasstalkระหว่างคลื่นที่เกิดขึ้น

การเข้าใจคำว่า Gasstalk เกิดได้อย่างไร จำเป็นต้องเรียนรู้ลักษณะของตัวจำกัดของแอมพลีไฟเออร์ ให้ i₁(t) และ q₁(t) เป็น I และ Q สัญการจำกัด และ i₀(t) เป็นผลสมคูลย์ สัญญาณ baseband ออกจากการกำจัด เนื่องจากเอ้าท์พุท ของ ลิมิตเตอร์ มีค่าแอมพลิจูดคงที่ เราจะได้

$$i_0^2(t) + q_0^2(t) = c \quad (2.33.1)$$

เมื่อ c เป็นค่าคงที่ ขึ้นอยู่กับกำลังเอ้าท์พุทของแอมพลีไฟล์

$$\tan^{-1} \frac{q_0(t)}{i_0(t)} = \tan^{-1} \frac{q_1(t)}{i_1(t)} \quad (2.33.2)$$

ดังนั้น

$$\frac{q_0(t)}{i_0(t)} = \frac{q_1(t)}{i_1(t)} \quad (2.33.3)$$

$$i_0(t) = \sqrt{c} \frac{i_1(t)}{\sqrt{i_1^2(t) + q_1^2(t)}} \quad (2.33.4)$$

$$\sqrt{i_1^2(t) + q_1^2(t)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาคิดว่าอะไรเกิดขึ้น ระหว่างช่วง t_1 ถึง t_3 เมื่อทั้ง waveshapes $i_1(t)$ และ $q_1(t)$ เปลี่ยนแบบกระทันหันลิมิตเตอร์เอาท์พุทคลื่นของมัน $i_0(t)$ และ $q_0(t)$ ทั้งสองจะไม่ลดลงกระทันหันค่าเวกเตอร์จะไม่คงที่ ที่ $\sqrt{2}$ แต่จะลดลงหรือเพิ่มขึ้นตามลำดับ ผลลัพธ์ดังนั้นก็ เวฟเซฟยังคงเดิมไปด้วยแอมพลิจูด ยกเว้นค่าคงที่ของเวฟเซฟ t_2 ขณะนี้เราพิจารณาว่าอะไรเกิดขึ้นระหว่าง t_4 ถึง t_6 เมื่อเวฟเซฟเปลี่ยน จาก t_4 เป็น t_6 , $i_1(t)$ เปลี่ยนขณะที่ $q_1(t)$ ยังคงไม่เปลี่ยนขณะที่ $i_1(t)$ ลดลงในแอมพลิจูด $i_0(t)$ ลดลงในแอมพลิจูดและ $q_0(t)$ เพิ่มขึ้นในแอมพลิจูดเพื่อว่าการรวมสัญญาณยังคงคงที่และเฟสเอาท์พุทยังคงคงที่เช่นกัน ขณะที่เวลา t_5 เมื่อแอมพลิจูดของ $i_0(t)$ เป็น 0 แอมพลิจูดของ $q_0(t)$ เพิ่มขึ้นเป็น $\sqrt{2}$ ดังนั้น ระหว่างช่วงเวลานี้ เวฟเซฟ Crosstalk เกิดขึ้นที่ช่วง t_1 ถึง t_3 ผลลัพธ์ทั้งหลายของการรบกวนสัญญาณที่เอาท์พุทเป็นแอมพลิจูดคงที่ และเฟสเท่ากับสัญญาณอินพุทเป็นการกระทำของการกรองและการกำจัด waveforms แสดงใน 2.34.2 สังเกต ผลของการจำกัดมันมีค่าต่ำสุดที่ t_{sn} ที่ $n = 1, 2, \dots$

รูป 2.4 แสดงแผนภาพรูปตาของ QPSK 2.34.2(a) เป็นแผนภาพที่สัญญาณถูกกรอง $Bt_b = 1$ ที่ B เป็นดับเบิลไซด์ Channel filter bandwidth และ T_b เป็นบิต 2.34.2 (b) เป็นแผนภาพของสัญญาณกรอง $Bt_b = 1$ แล้วถูกจำกัด Crosstalk เกิดขึ้น crosstalk ที่รุนแรงเกิดที่ waveform ดังเช่นได้อธิบายไปแล้ว แบบออฟเซต QPSK I และ Q ไม่ได้กรอง, กรองแสง, กรองแล้วถูกจำกัด

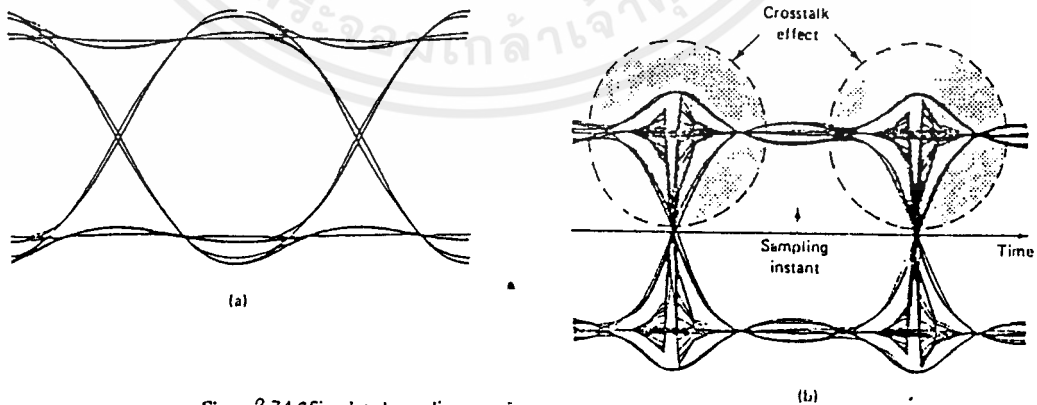


Figure 2.34-2 Simulated eye diagrams for QPSK. (a) Filtered, $BT_b = 1.0$. (b) Filtered, $BT_b = 1.0$, then limited. (After [Morais, 1981], with permission. As a further reference, see [Morais and Feher, 1980].)

ก็แสดงในภาพ 2.34.3 (a) เราสังเกตเห็นการคำนวณระยะเวลาของสัญลักษณ์ Q เป็น "offset" โดย 3/2 ของสัญลักษณ์ที่เกี่ยวข้องกับ I ถูก QPSK เรา นึกสันนิษฐานเพียงการกรอกรอดังนั้น waveshapes ที่ผ่านการกรอกรอด ก็เกิดขึ้นตามที่ เป็นผลของสัญลักษณ์ ออฟเซต ที่เกี่ยวข้องกันและกันเพียง 1 ช่วงคลื่นที่สามารถ เปลี่ยนแปลง และมีช่วงการส่ง ดังนั้น ระหว่าง การส่งที่ t_1 กับ t_2 บนช่วง I เอาท์พวลิมิตเตอร์ เวฟเชฟ คือไม่เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นตามแอมพลิจูด

ในสมการ 2.33.1 ยังคงกล่าวไว้ดังนั้น แบบคลื่น CROSSTALK ก็เกิดขึ้น กับ ออฟเซต QPSK ศูนย์กลางของ polarity ส่งผ่านช่วงของตัวอย่างคงที่ ดังนั้นการส่งก็ได้ผลสูงสุด ใน crosstalk ที่สูงสุด ตรงกันข้ามกับ crosstalk เนื่องจากการจำกัดของ QPSK

รูป 2.34.3 (b) และ (c) แสดงตามเกี่ยวข้องกับของแผนภาพสำหรับออฟเซต QPSK เป็นแผนภาพแสดงความกันกับ รูป 2.34.2 ของ QPSK แบบคลื่น crosstalk ในการทำนายแบบของการเพิ่มขึ้นของแอมพลิจูด

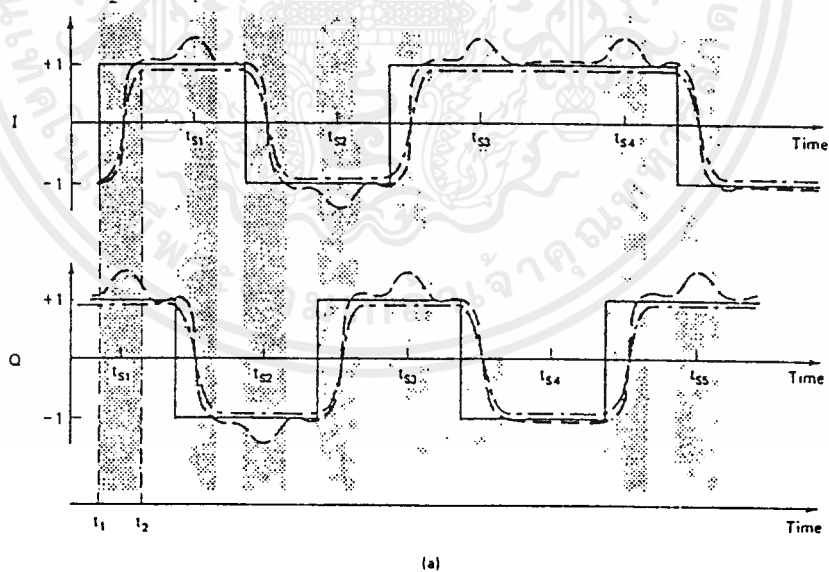


Figure 2.34.3 a

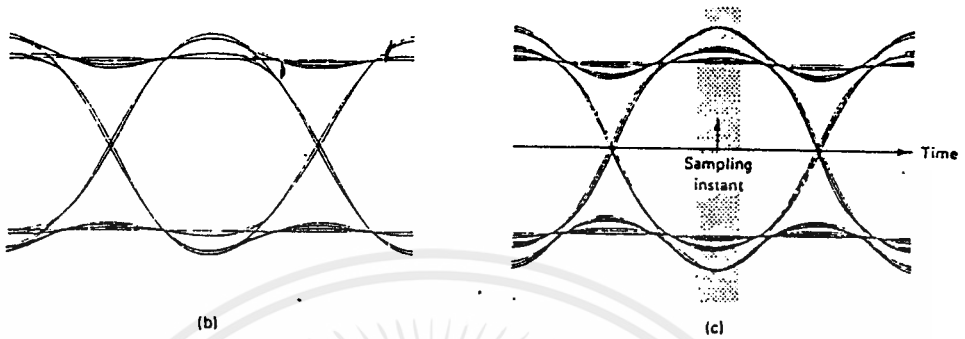


Figure 2.34.3 Effects of filtering and filtering followed by limiting on offset QPSK symbol waveshapes. solid line, unfiltered; dash-dotted line, filtered; dashed line, filtered then limited. (b) Simulated eye diagrams for offset QPSK. Filtered, $BT_b = 1.0$. (c) Simulated eye diagrams for offset QPSK. Filtered, $BT_b = 1.0$, then limited. (After [Morais, 1981], with permission. As a further reference, see [Morais and Feher, 1980].)

2.35 การกรอง และการกำจัด กับผลของ P_e

เพื่อเปรียบเทียบความสัมพันธ์ของ QPSK, OKQPSK และระบบ MSK เราได้กำหนดการแบ่งแยกทั้งฟังก์ชันของ BT_b และเกี่ยวข้องกับกรณีของ $BT_b = \alpha$ สำหรับ αP_b of 10^{-4} ในระบบการมอดูเลต แผนภาพใช้สำหรับคอมพิวเตอร์ในการแยกอย่างไรก็ดี ผลสรุป บอกว่า QPSK มีการทำงานดีที่สุดในช่องทางของคลื่นที่ไม่เชิงเส้นส่วนที่เกี่ยวกับระบบดาวเทียม

ขณะที่เอาท์พุทของเครื่องส่ง และ เครื่องรับ อินพุท ได้รวมกันในแบบที่เข้าแทรกแซงการส่ง เพียงผ่านการกรองของมอดูเลเตอร์ของสัญญาณ แบบคลื่นก็ทำงานสอดแทรกถูกสร้างโดยการกรอง และ จำกัดการกระทำ ในการลด P_e E_b/N_0 รูปที่ 2.35 เราสังเกต $BT_b = 0.5$ การลดเป็น 2 dB ทั้ง 3 ระบบ bandwidth ดับเบิ้ลไซด์ เท่ากับ 3 dB มีลักษณะเป็นแบบ 4 ขั้วไม่มีความแหลมคม ต่อการกรอง และแสดงถึงการเกี่ยวข้องที่ไม่ดี ในเฟสแทรกแซง ภายใต้สถานการณ์แบบนี้ เราสังเกตว่า $BT_b = 0.5$ QPSK เป็นการลดน้อยสุดตามด้วย ออฟเซต QPSK และตามด้วย MSK สำหรับ $BT_b = 1$ การลดลงของทั้ง 3 ระบบน้อยกว่า 0.2 dB ที่ซึ่งหาค่าไม่ได้

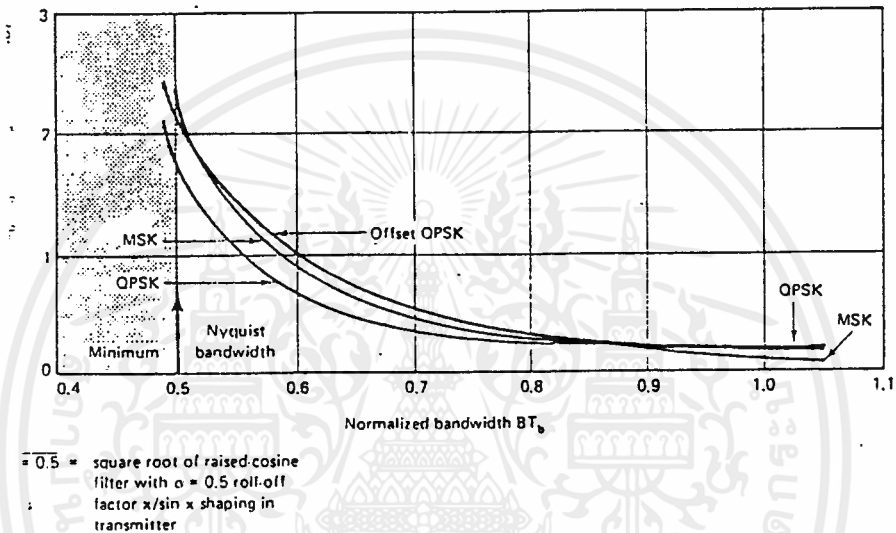
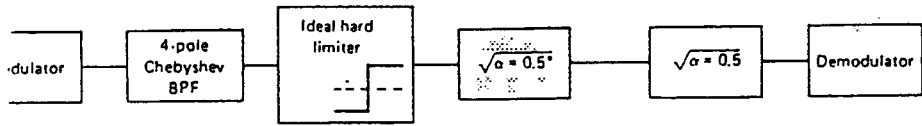


Figure 2.35 Degradation, due to filtering then limiting, of $(S/N_b)_{rev, input}$ versus normalized prefilter bandwidth. B , double-sideband 3-dB filter bandwidth; T_b , bit duration. (After [Morais, 1981], with permission. As a further reference, see [Morais and Feher, 1980].)

2.4 A Generalization of Minimum-Shift-Keying (MSK) - Type Signaling Based Upon Input Data Symbol Pulse Shaping

ในเร็ว ๆ นี้ MSK ได้มีการเพิ่ม technique คลื่นเสียงแบบ popularity เพราะมันมีการกำหนดคุณสมบัติ spectral บ่อยครั้งที่ spectral ที่เกี่ยวข้องโดยไม่เฉพาะ MSK ที่ต้องการพบบนพลังงาน Out-of-band ที่เกิน ในความเหมาะสมนี้สิ่งหนึ่งที่เราควรใช้เพิ่ม Input pulse shaping ในกรณีก็ยังคงรักษาสัญญาณ Envelope คงที่อยู่ คุณสมบัติของสัญญาณแบบ MSK เป็นวิชาในเอกสารนี้ เฉพาะตัวอย่างเป็นการประกอบลักษณะของทฤษฎีทั้งกรณี Binary และ M-ary

ซึ่งเป็นการรู้จักถึง [1]-[3] นั้น (MSK) [4]-[6] ซึ่งเป็นกรณีพิเศษของ continuous phase frequency-shift-keying (CPFSK) [7],[8] กับอัตราความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 0.5 เป็น spectral เทียบเท่าไปยังรูปแบบของ offset quadrature phase-shift-keying (OQPSK) [9]-[11] ในซึ่งรูปสัญญาณ Pulse เป็นครึ่ง cycle sinusoid มากกว่า แบบเหลี่ยม (rectangular) บางที่ไม่อาจรู้ได้ดี [12]ว่าเป็นประเด็น shaping เหมาะสมของการ Input สัญญาณ ข้อมูลให้อย่างหนึ่งที่มีการสร้างเข้าไปในแขนงของสัญญาณ envelope แบบ MSK คงที่ คุณสมบัติของ spectral นั้นเป็นข้อกำหนดในการใช้แขนงของสัญญาณ envelope แบบ MSK หรือ OQPSK.

จุดประสงค์ของเอกสารนี้คือ derive และ เสนอที่กำหนดของเงื่อนไขบน input pulse shaping ซึ่งกลับมาอธิบายประเภทของ shapes envelope ที่ยอมได้ autocorrelation function และกำลังความหนาแน่น spectral ของประเภทสัญญาณและ derived เฉพาะตัวอย่างคือให้ถึงลักษณะการกำหนดคุณสมบัติ spectral ที่พูดถึงมาแล้ว ดังเช่น คุณสมบัติที่สำคัญในการพิจารณาของระบบที่ออกแบบ เมื่อสถานีภายในและสัญญาณรบกวนลดลง ควรจะให้ต่ำสุด

ผลลัพธ์เป็นการหมายถึง M-ary MSK เป็นส่วนประกอบซึ่งเป็นกรณีพิเศษของ M-ary CPFSK [20],[21]

2.41 SIGNAL CHARACTERIZATION

เมื่อ antipodal data เป็นการส่งสัญญาณที่ อัตรา $R = 1/T$ symbols/S ใช้คลื่นสัญญาณ MSK และสัญญาณที่ส่งเหนือสถานีเป็น Constant-envelope CPFSK waveform ซึ่งสามารถอธิบายในรูป

$$y(t) = \cos \left[\omega_c t + (\pi/2T)(t-kT)d_k + x_k \right] ; kt \leq t \leq (k+1)T \tag{2.41}$$

เมื่อ ω_c คือพาหะความถี่ radian ในหน่วย rad/s, $\{d_k = \pm 1\}$ คือกระแสข้อมูล antipodal และ x_k คือ additive phase ซึ่งค่าคงที่อยู่ในช่วง $kT \leq t \leq (k+1)T$ ซึ่งคำดังกล่าวคำนวณหา โดยความต้องการของ phase ต่อเนื่องที่ข้อมูลการส่งคงที่ $t=kt$ และ $t=(k+1)T$. ความหมายใน (2.41) คือประการที่ว่าข้อมูล sequence $\{d_k\}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือเป็นการแปลงในข้อมูล binary wavetorm ด้วยรูป Pulses แบบ rectangular และความถี่คลื่นเสียงบนพหุนั้นเอง

รูปแบบทั่วไปของ (2.41) ซึ่งโดยมากข้อมูลรูป Pulses แบบ Rectangular เป็นดังนี้

$$y(t) = \cos \left[\omega_c t + (\pi/2t)(t-kt)f_k(t) + x_k \right] ; (k-1)T \leq t \leq kT \quad (2.42)$$

$$f_k(t) = \begin{cases} d_{k-1}g_1[t-(k-1)T] , & (k-1)T \leq t \leq kt \\ d_k g_2(t-kt) , & kt \leq t \leq (k+1)T. \end{cases} \quad (2.43)$$

และรูปร่าง Pulse $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ คือไม่เป็นศูนย์เฉพาะบนช่วง (qt) สรุปว่าเมื่อให้เสนอ (2.42) คือเฉพาะเหนือที่ช่วง $2T$ phase คงที่ x_k ค่าคงที่เดิมเหนือช่วงนั้นอย่างไรและ k คือถูกจำกัดที่เฉพาะค่าคู่และถี่ การใช้ phase ต่อเนื่องพิสูจน์ที่เวลาเช่น $X_{k+1}T$, เราให้

$$(\pi/2)d_k g_2(T) + x_k = -(\pi/2)d_{k+1} g_1(0) + x_{k+1}$$

or

$$X_{k+1} - X_k = (\pi/2)[d_k g_2(T) + d_{k+1} g_1(0)] \quad (2.44)$$

ให้ $q_1(0) = q_2(T) = 1$; (4) กลายเป็น

$$X_{k+1} - X_k = (\pi/2)[d_k + d_{k+1}] \quad (2.44)$$

เมื่อ $d_k + d_{k+1}$ สามารถใช้ค่า $0, \pm 2$ เมื่อ d_k ไม่เท่ากับ d_{k+1} หรือ $X_{k+1} = X_k + \pi \text{ sgn } dk$ เมื่อ $d_k = d_{k+1}$ เมื่อ "sgn" แสดงถึง signum function. ถ้าเราสามารถเลือก k เป็นคู่ (มากกว่าคี่), และปราศจากการศูนย์เสีย

ของการกำหนดทั่วไปที่ ค่า phase เริ่ม x_0 เท่ากับศูนย์และ $\text{mod } v_{10} - 2\pi$ ลดค่าของ x_k จะเป็นศูนย์ หรือ π เช่นกัน เราประกอบได้ว่า

$$\begin{aligned} \cos x_k &= +1, \quad (k-1)T \leq t \leq (k+1)T \\ \sin x_k &= 0 \end{aligned} \quad (2.45)$$

นอกจากนี้ยังง่ายต่อการเห็นว่า

$$d_k \cos x_k = -d_{k+1} \cos x_{k+2} \quad (2.46)$$

ในอันดับที่ใช้ผลลัพธ์ของ (5) และ (6) เราควรจะใช้คุณสมบัติ (เอกลักษณ์) ทาง trigon ลด (2) ใน in-phase (I) และ quadrature (Q) channel step แรกเราสามารถเขียน (2)

$$\begin{aligned} y(t) &= \cos \omega_c t \cos \left[\left(\pi/2T \right) (t - kT) f_k(t) + x_k \right] \\ &\quad - \sin \omega_c t \sin \left[\left(\pi/2T \right) (t - kT) f_k(t) + x_k \right] \end{aligned} \quad (k-1)T \leq t \leq (k+1)T \quad (2.47)$$

ใช้ (2.45) ใน (2.47) ให้

$$\begin{aligned} y(t) &= \cos \omega_c t \cos \left[\left(\pi/2T \right) (t - kT) f_k(t) + x_k \right] \\ &\quad - \sin \omega_c t \sin \left[\left(\pi/2T \right) (t - kT) f_k(t) + x_k \right] \end{aligned}$$

$$y(t) = \begin{cases} \cos w_c t \cos \left[(\pi/2T)(t-kT)g_1(t-(k-1)T) \right] \cos x_k \\ - \sin w_c t \sin \left[(-\pi/2T)(t-kT)g_1(t-(k-1)T) \right] \\ (-d_{k-1} \cos x_k) , (k-1)T \leq t \leq kT \\ \\ \cos w_c t \cos \left[(\pi/2T)(t-kT)g_2(t-kT) \right] \cos x_k \\ - \sin w_c t \sin \left[(\pi/2T)(t-kT)g_2(t-kT) \right] d_k \cos x_k \\ \\ KT \leq t \leq (k+1)T \end{cases} \quad (2.48)$$

ในสมการ 8 ที่แสดงนั้นเราสามารถจับเท่ากับ I Chanol term $\cos w_c t$, $(t) \cos x_k$ สำหรับ $(k-1)T \leq t \leq kT$ หรือ $\cos w_c t c_2(t) \cos x_k$ สำหรับ $kT \leq t \leq (k+1)T$ เมื่อ $\cos w_c t$ ถึง carrier, $\cos x_k$ คือ term ข้อมูลเทียบเท่า, และ $c_1(t)$ และ $c_2(t)$ เป็นลำดับ in-phase symbol weighting (carrier envelope) จำแนกโดย

$$\begin{aligned} C_1(t) &= \cos \left[(\pi/2T)(t-kT)g_1(t-(k-1)T) \right] \\ C_2(t) &= \cos \left[(\pi/2T)(t-kT)g_2(t-kT) \right] \end{aligned} \quad (2.49)$$

ในทำนองเดียวกัน Q channel เทอม คือ ลักษณะของ $\sin w_c t s_2(t) dx$, $\cos x_k$ สำหรับ $kT \leq t \leq (k+1)T$ หรือ $\sin w_c t s_1(t) [-d_{k+1} \cos x_{k+2}]$

สำหรับ $(k+1)T \leq t \leq (k+2)T$ เมื่อ $\sin wct$ คือ carrier, $dk \cos xk = -dk+1 \cos xk+2$ [ดู(6)] คือเทอมข้อมูลเทียบเท่าและ $s_2(t)$ และ $s_1(t)$ เป็นลำดับ quadrature symbol weighting (carrier envelope) จำแนกโดย

$$s_2(t) = \sin \left[(\pi/2T)(t-KT)g_2(t-KT) \right]$$

$$s_1(t) = \sin \left[(-\pi/2T)(t-(K+2)T)g_1(t-(K-1)T) \right] \quad (2.410)$$

เทอมข้อมูลเทียบเท่าสำหรับ T สถานี คือคงที่ในช่วง $(k+1)T \leq t \leq (k+2)T$. ดังนั้น I และ Q และ OQPSK เช่นเดียวกัน อัตราข้อมูลเทียบเท่าในแต่ละกรณี (I หรือ Q) คือ 1 symbol ต่อ $2T$ seconds. เก็บความคิดเดิมของสัญญาณทั่วไปของแบบ MSK, เราควรระบุเป็นจริงใน MSK, นั้นของช่วง $2T$ สำหรับ I สถานี เราต้องวางว่า

$$c_1(kT-t_1) = c_2(kT+t_1), \quad 0 \leq t_1 \leq T \quad (2.411)$$

หรือจาก (9)

$$(\pi/2T)t_1 g_1(T-t_1) = (\pi/2T)t_1 g_2(t_1) \quad (2.412)$$

$$g_2(t) = g_1(T-t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.413)$$

ทำนองเดียวกัน สำหรับ Q

$$s_2[(K+1)T-t_1] = s_1[(K+1)T+t_1], \quad 0 \leq t_1 \leq T \quad (2.414)$$

หรือจาก (10)

$$(\pi/2T)(T-t_1)g_1(T-t_1) = (-\pi/2T)(-T+t_1)g_1(t_1) \quad (2.415)$$

ให้ $t = T-t_1$ (2.415) เปรียบเทียบดับ(13)ดังนั้นสำหรับ carrier envelope ใน I และ (2.41)สถานี 2 pulse shapes $q_1(f)$ และ $q_2(f)$ ควรเป็น mirror images ของแต่ละรอบจุด $t=T/2$ กำหนดขณะนี้ว่า I และ Q สถานี envelope (symbol weighting) จับเท่ากันได้ว่า

$$c_1(kT - t_1) = s_2[(K+1)T-t_1] \quad 0 \leq t_1 \leq T \quad (2.416)$$

จาก (2.49) และ (2.410)

$$\cos \left[-(\pi/2T)t_1 g_1(T-t_1) \right] = \sin \left[(\pi/2T)(T-t_1) g_2(T-t_1) \right] \quad (2.417)$$

ให้ (2.412) ใน (2.417) ให้

$$\cos \left[(\pi/2T) t_1 q_2(t_1) \right] = \sin \left[(\pi/2T)(T-t_1) g_2(T-t_1) \right]$$

หรือ

$$(\pi/2T) t_1 q_2(t_1) = (\pi/2) - (\pi/2T)(T-t_1) g_2(T-t_1) \quad (2.418)$$

ทำให้รูปร่างของ (2.418) ผลสุดท้าย

$$(1-t/T) g_2(T-t) = 1-(t/T) g_2(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.419)$$

อีกเทอมของ $q_1(t)$

$$(1-t/T) g_1(t) = 1-(t/T) g_1(T-t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.420)$$

ผลคูณ π ของการสังเกตที่สามารถสร้างเป็น (19) หรือ (20) สิ่งแรกที่ต้องการโดยเฉพาะ $q_2(t)$ ในช่วง $0 \leq t \leq T/2$ การหาค่า $q_2(t)$ สำหรับ $T/2 \leq t \leq T$ สำหรับ g_1 อันดับ 2 แทน $t = T/2$ ใน (2.419) และ (2.420) เราได้

$$g_1(T/2) = g_2(T/2) = 1 \quad (2.421)$$

หรือ เทียบเท่า จาก (2.49) และ (2.410)

$$C_1 \left[[k-(1/2)]T \right] = C_2 \left[[k+(1/2)]T \right] = \sqrt{2}/2$$

$$s_2 \left[[k+(1/2)]T \right] = s_1 \left[[k+(3/2)]T \right] = \sqrt{2}/2 \quad (2.422)$$

เช่นกันแทนค่า $t = kT$ ใน (2.49) และ $t = [k+1]T$ ใน (2.410) รวมกับประการที่ว่า $s_1[0] = s_2[T] = 1$

$$c_1(kT) = c_2(kT) = 1$$

$$s_2[(k+1)T] = s_1[(k+1)T] = 1$$

$$c_1[(k-1)T] = c_2[(k+1)T] = 0$$

$$s_2(kT) = s_1[(k+2)T] = 0 \quad (2.423)$$

ดังนั้น 2T wide symbol weighting ใน I และ Q channel กลายเป็น $\sqrt{2}/2$ ที่ระยะ half-symbol และศูนย์ที่เต็ม ระยะสัญญาณในด้านเดียวกัน ของจุดกึ่งกลางเมื่อ n. มีตำแหน่งสุดท้ายเราสรุปว่า (2.410) และ (2.420) วางอยู่บนพื้นฐานการบังคับจำกัดค่าของ $q_a(T) = q = (0)$ ค่านี้สามารถจำกัดได้อย่างไรก็ตาม โครงการกำหนดคุณสมบัติที่ตั้งไว้เพิ่มขึ้นบน $q_1(t)$ และ $q_2(t)$ เมื่ออัตราต่อเนื่องของการเปลี่ยนแปลงของ in-phase และ quadrature envelope กลายเป็น spectral sidelobe rolloff แหลมขึ้น, เรากำหนดไว้ว่า

$$\frac{d}{dt} c_1(t) \Big|_{t=(k-1)T} = -\frac{d}{dt} c_2(t) \Big|_{t=(k+1)T} = 0$$

$$\frac{d}{dt} s_2(t) \Big|_{t=kT} = -\frac{d}{dt} s_1(t) \Big|_{t=(k+2)T} = 0 \quad (2.424)$$

อนุพันธ์ (a) และ เท่ากับ ศูนย์ให้ (ตัวนิมน์แสดงถึงการอนุพันธ์ เทียบ t

$$s_1'(0) = [s_1(0)]/T = 1/T$$

$$s_2'(T) = [s_2(T)]/T = -1/T \quad (2.425)$$

อย่างไรก็ตาม จาก(10)และ(20)พบว่า

$$g_1'(0) = (1/T)[1-g_1(T)]$$

$$g_2'(T) = -(1/T)[1-g_2(0)] \quad (2.426)$$

รวม (2.425) และ (2.426) ให้

$$\boxed{g_1(T) = g_2(0) = 0} \quad (2.427)$$

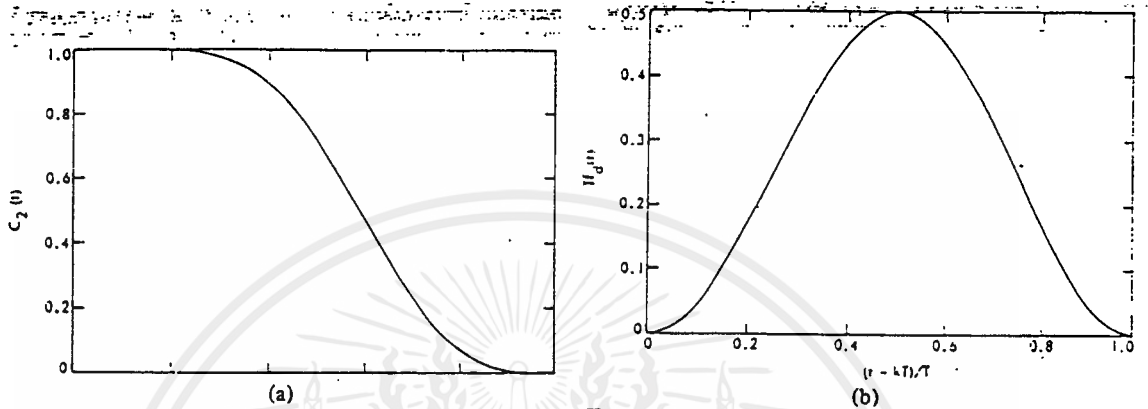
อนุพันธ์ (2.410) นำไปสู่ (2.427) ทั้งนี้ ตัวอย่าง, พิจารณา modulating pulse

$$g_2(t) = \begin{cases} 1 - (\sin 2\pi t/T) \cdot (2\pi t/T), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.428)$$

คณิตศาสตร์อย่างง่ายตรวจสอบวิธีการว่า(2.428) satisfies (2.410), (2.427) ตามสัมพันธภาพการส่ง in-phase symbol pulse $C_2(t)$ คือหาจาก(a)และ เป็นลักษณะในรูป 2.41 ลักษณะเช่นเดียวกันในรูปนี้เป็นความถี่เบี่ยงเบนที่ขณะนั้น f_d เกี่ยวกับ carrier ระหว่าง KTH symbol ช่วง $KT \leq t \leq (k+1)T$ สมมติ $dk=1$ อธิบาย $f_d(t)$ คือหาโดยแทน(2.428)และ(2.43)ใน(2.42)และอนุพันธ์ เทียบ t การพิสูจน์ของ cosine function กับผล

$$\begin{aligned} f_d(t) &\triangleq \frac{1}{2\pi} \left[\frac{d[\arg y(t)]}{dt} - \omega_c \right] \\ &= \frac{dk}{4\pi} \{1 - \cos[2\pi(t-kT)/T]\} \quad kT \leq t \leq (k+1)T \end{aligned} \quad (2.429)$$

เมื่อความถี่เบี่ยงเบนเหนือช่วงสัญญาณ sinusoidal มันเป็นธรรมชาติที่จะ



(a) Carrier envelope for SFSK. (b) Frequency deviation for SFSK.

2.47

อ้างอิงรายละเอียดของkeying as sinusoidal frequency shift keying (SFSK) [12] มันเป็นคนสมบัติ spectral อย่างเดียวกับอีกประเภททั่วไปเป็นหัวข้อของอีก section.

2.42 AUTOCORRELATION FUNCTION AND POWER SPECTRAL DENSITY

ปัญหาทั่วไปของการหาค่า autocorrelation function และ power spectral density ของ digital PSK ต่อเนื่อง ที่ได้มีการพิจารณาแล้วโดยหลาย ๆ ลักษณะใช้แปรค่าของเทคนิค [13]-[17] สำหรับจุดประสงค์นี้มันเป็นการง่ายที่ความใกล้เคียง[3] อ้างถึงทฤษฎีของ markor processes. ในรายละเอียดประเภทของoffset suadrature modwlationอธิบายโดย(2.48) และสามารถเสนอโดย eight-state อันดับแรกmarkor proccoss เขาสังเกตเป็นการอธิบายที่สมบูรณ์โดยสภาวะการสั่งที่เป็นไปได้ของ matrix P, set ของสถานะแรกที่เป็นไปได้ $\{p(i); i=1,2,\dots,18\}$ และ set ของ wave forms (ในทั่วไปรอบๆกัน) เกี่ยวข้องกับแต่ละสภาวะ $\{s_i(t); i=1,2,\dots,8\}$ โดยการทับผลลัพท์ไว้ใน [3] เรามีว่า

$$p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1\sqrt{2} & 0 & 1\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\sqrt{2} & 0 & 1\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1\sqrt{2} & 0 & 1\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\sqrt{2} & 0 & 1\sqrt{2} \\ 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1\sqrt{2} & 1\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$p(i) = 1\sqrt{8} \quad , \quad i=1,2,3,\dots,8$$

$$s_i(t) = s_{1c}(t) + js_{1s}(t) \quad , \quad i=1,2,3,\dots,8; kT \leq t \leq (k+1)T \quad (2.430)$$

$$\begin{aligned} s_{1c}(t) &= s_{4c}(t) = C_2(t) \quad ; \quad s_{1s}(t) = s_{3s}(t) = S_2(t) \\ s_{2c}(t) &= s_{4s}(t) = -C_2(t) \quad ; \quad s_{2s}(t) = s_{4c}(t) = -S_2(t) \\ s_{5c}(t) &= s_{8c}(t) = S_2(t) \quad ; \quad s_{5s}(t) = s_{7s}(t) = C_2(t) \\ s_{7c}(t) &= s_{8s}(t) = -S_2(t) \quad ; \quad s_{6s}(t) = s_{6c}(t) = -C_2(t) \end{aligned} \quad (2.431)$$

เทคนิคสำหรับการคำนวณหา autocorrelation function และ power spectral density ของกระแสข้อมูล random ที่เกิดขึ้นโดย Markov source ที่มีอธิบายใน [18],[19] ใช้วิธีการเหมือนกัน เป็นวิธีการโดยตรงที่แสดงว่า equivalent low-pass autocorrelation function $K_Y(t)$ ของกระบวนการ $y(t)=0$ ให้โดย [3]

$$R_Y(\tau) = \begin{cases} \sum_{i=1}^8 \sum_{j=1}^8 p(i) \{ p(j|i,m) r_{ij}(T-\tau) + p(j|i,m+1) r_{ji}^*(\tau) \}, & \tau \geq 0; 0 \leq \tau < T \\ R_Y^*(-\tau), & \tau < 0 \end{cases} \quad (2.432)$$

ที่

$$r_{ij}(x) = \int_{kT}^{kT+x} s_1(u) s_j^*(u+T-x) du, \quad 0 \leq x \leq T$$

$P(j|i, m)$ = probability of state j on $(k+m)T \leq t \leq (k+m+1)T$
 given state i on $kT \leq t \leq (k+1)T$
 = (i, j) element of the matrix P raised to the
 m th power (2.433)

คอนจูเกตถึง complex conjugate.

$$R_y(\tau) = \begin{cases} \int_0^{\tau-T} \cos \left[\frac{r}{2\tau} [(u+T)g_2(u+T) - ug_2(u)] \right] du \\ + \int_0^{\tau} \sin \left[\frac{r}{2\tau} [(u+T-\tau)g_2(u+T-\tau) - ug_2(u)] \right] du \\ + \int_0^{\tau} \sin \left[\frac{r}{2\tau} [(u+T-\tau)g_2(u+T-\tau) + ug_2(u)] \right] du, & 0 \leq \tau \leq T \\ \int_0^{\tau-T} \sin \left[\frac{r}{2\tau} [ug_2(u) - (u+\tau')g_2(u+\tau')] \right] du \\ + \int_0^{\tau-T} \sin \left[\frac{r}{2\tau} [ug_2(u) + (u+\tau')g_2(u+\tau')] \right] du, & T \leq \tau \leq 2T; \tau' = \tau - T \\ 0 & \text{otherwise} \\ R_y(-\tau), & \tau < 0 \end{cases} \quad (2.434)$$

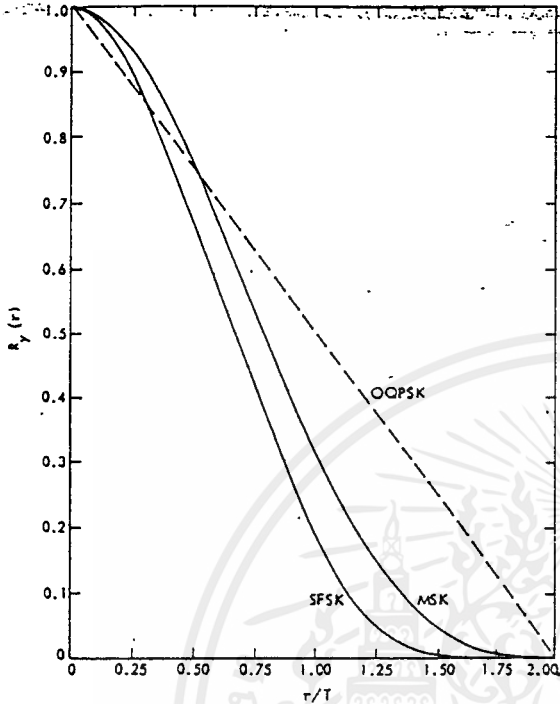
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสัมพันธ์ กับ power spectral densit

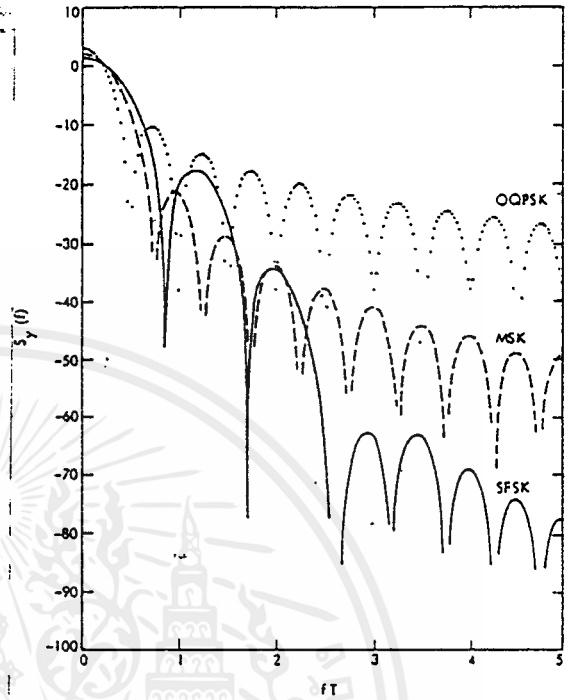
$$S_y(f) = 2 \int_0^{2\pi} R_y(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau \quad (2.435)$$

การอธิบาย toosed form สำหรับ $R_Y(t)$ และ $S_y(f)$ เป็นสิ่งที่ยากที่จะหาสำหรับทุก $g(t)$ function นอกจาก $g(t)=1$ เช่นกรณีของ MSK. อย่างไรก็ตาม, (2.434) และ (2.435) สามารถโปรแกรมลงบน digital computer อย่างง่าย ให้ผลจำนวนตัวเลขสำหรับทุก $g(t)$ ที่กำหนดสำหรับตัวอย่าง autocorrelation function และ power spectral density ของ SFSK หาโดยแทนค่า (2.428) ใน (2.434), (2.435) เป็นลักษณะในรูป 2.42, 2.43 ตามลำดับพร้อมกับความสัมพันธ์ function สำหรับ MSK และ OQPSK. เราสรุปว่าแม้ว่า null แรกของ SFSK power density spectrum ปรากฏที่ความถี่สูงกว่าและ Null แรกของ MSK spectrum, SFSK มีการพัฒนานั้นสำหรับ $ft > 2$, power density spectrum ของมันตก สามารถพิจารณาแบบใหม่ของ MSK กับการเปรียบเทียบดีกว่าของความกระตือรือร้นของ 2 spectra คือหาโดยมองที่พิเศษ out-of-band power pob จำแนกเป็นเศษของ กำลังทั้งหมดใน $y(t)$ ซึ่งไม่ผ่าน การกรองแบบเหลี่ยมของ transfer function คือไม่เป็นศูนย์เท่านั้นในช่วงความถี่ $(-B, B)$ ในเทอมพีชคณิต,

$$P_{ob} = 1 - \frac{\int_{-B}^B S_y(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S_y(f) df} \quad (2.436)$$



2.42 Comparison of the equivalent low-pass autocorrelation functions for OQPSK, MSK, and SFSK.



2.43 Comparison of the equivalent low-pass power spectral densities for OQPSK, MSK, and SFSK.

แทนค่า (2.435) ใน (2.436) และเรียกว่า denominator ของ เท่ากับ autocorrelation function หารที่ $t=0$ ให้

$$P_{ob} = 1 - 4B \left[\int_0^{2T} R_v(\tau) \left[\frac{\sin 2\pi B\tau}{2\pi B\tau} \right] d\tau \right] \quad (2.437)$$

รูป 4 คือการเปรียบเทียบของ out-of-band power ของ OQPSK, MSK, และ SFSK

2.43 FURTHER EXAMPLES

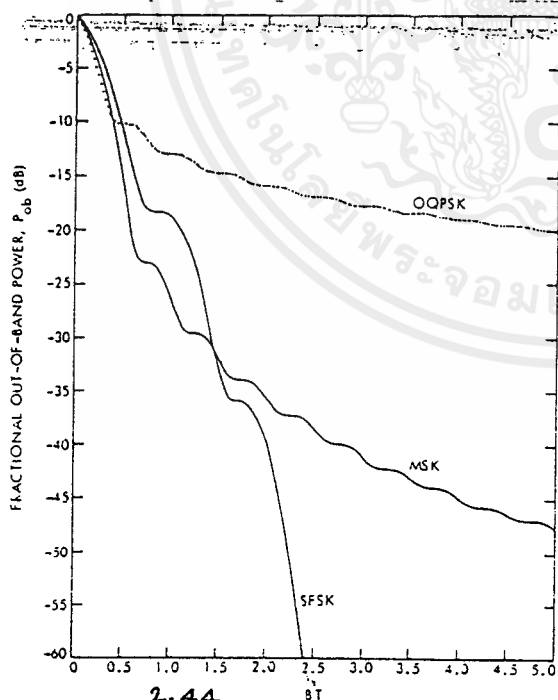
พิจารณาประเภทของ modulating pulses

$$g_n(t) = \left[\frac{2t}{T} \right]^n, \quad 0 \leq t \leq T/2; \quad n=1, 2, \dots \quad (2.438)$$

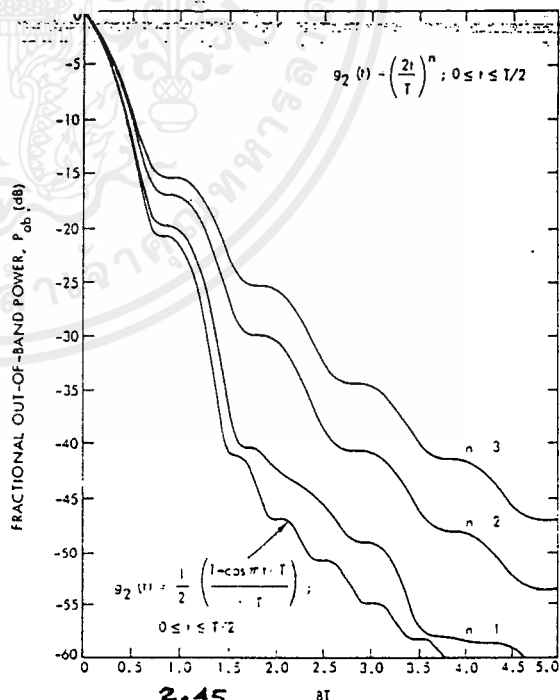
ซึ่ง satisfic เพื่อ define $q=(t)$ ในช่วง $T/2 \leq t \leq T$, ความสัมพันธ์ความถี่เบี่ยงเบน (ความสัมพันธ์กับ carrier) ใน KTH data ช่วงคือหาจาก (2.42), (2.43) และ (2.419) โดย

$$f_{\omega}(t) = \begin{cases} \left[\frac{dk(n+1)}{4T} \left[\frac{2(t-kT)}{T} \right]^n \right], & kT \leq t \leq (k+1/2)T \\ \left[\frac{dk(n+1)}{4T} \left[\frac{2[T-(t-kT)]}{T} \right]^n \right], & (k+1/2)T \leq t \leq (k+1)T \end{cases} \quad (2.439)$$

ดังนั้น สำหรับตัวอย่าง, เมื่อ $n=1$, เรามิกรณิของเข้าเส้นเพิ่มขึ้น (สมมติที่ $dk=1$) ในความถี่สำหรับช่วง half symbol ตามโดยเข้าเส้นลดลงในความถี่สำหรับครึ่งเต็มของรูป 2.45 ลักษณะของ out-of band power คุณสมบัติของ poly nomial-type modulating pulses อธิบายโดย (2.438) สำหรับ $n=1, 2$ และ 3 เปรียบเทียบในรูป 5 ด้วยรูป 4 เราสังเกตว่า $n=1$ กรณินี้คุณสมบัติ spectral ซึ่งเป็นในความเข้าใจ ประกอบระหว่าง MSK และ SFSK.



2.44 Comparison of fractional out-of-band powers for OQPSK, MSK, and SFSK.



2.45 Fractional out-of-band behavior for several types of modulating pulses.

2.5 CPFSK signal decomposition (การแยกสัญญาณ CPFSK)

กำหนดให้ polar NRE แทนด้วย $d(t)$ จะใช้เป็น binary data source แต่ละ t_b วินาที บิตจะเกิดขึ้นอย่างอิสระ เรากำหนดให้ d_k แทน Amplitude สมมติ Amplitude +1 แทนโดย Data 1 และ Amplitude -1 แทนโดย Data 0 ในกรณีมีหลาย intervals กำหนดให้ $k = -1, 0, 1, 2, \dots$ สมมติเราเริ่มต้นที่ intervals 0 ($k=0$) ดังแสดงในรูป 2.51 ความถี่ ของ CPFSK ที่ interval ที่ k จะเป็น $\omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + \pi/2t_b$ ถ้า $d_k = 1$ และ $\omega_0 - \pi/2t_b$ ถ้า $d_k = -1$ จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{CPFSK}(t) &= A \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \\ &= A \cos(\omega_0 t + \phi_k + \frac{d_k \pi t}{2T_b}) \quad , kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \end{aligned} \tag{2.51}$$

ถ้าเราคิด $\phi(t)$ มุมเนื่องจากการ mod ข้อมูล ที่ความถี่คงที่ $d_k \pi / 2T_b$ เมื่อ ϕ_k แทนด้วยมุมที่ $t=0$ d_k สามารถเปลี่ยนจาก interval หนึ่งไป interval หนึ่ง ϕ_k จะแตกต่างกันในแต่ละ interval หนึ่งไป interval หนึ่ง, ϕ_k จะแตกต่างกันในแต่ละ interval

มุมของ $\phi(t)$ แสดงโดย trellis diagram แสดงในรูป 2.51(b) สำหรับ $t > 0$ $\phi(t) - \phi$ เป็น 0 ที่ $t=0$ ใน interval ที่ 0 ถ้า $d_0=1$, ความถี่ จะมากกว่า ω_0 โดยที่ $\Delta\omega = 2\pi/4T_b$ ที่จุด a เฟสเพิ่มขึ้นเป็น linear (ตามเส้นประ) โดยเท่ากับ $\Delta\omega T_b = \pi/2$ ถ้า $d_0 = -1$ จะได้จุด (b) ตามเส้นทึบ จากจุดทั้งสองนี้ มาดู phase อีกครั้งหนึ่ง จะเพิ่มขึ้นหรือลดลง $\pm \pi/2$ ตาม $d_1 = \pm 1$, จากจุด a จะผ่านไปยังจุด c หรือ d จากจุด b จะมาถึงที่จุด d (ถ้า $d_1=1$) หรือ c (open dot) โดยเหตุนี้เราจะแสดง phase เป็น Modulo-2 π มีมุม 4มุมใหญ่คือ $(\pi, \pi/2, 0, -\pi/2)$ โดยจะใช้ (heavy dots) จุดหนักหรือ open point b หรือ c เรียงปลายสุดของ interval 2π ขึ้นตอนนั้น จะเหมือนกับขึ้นตอนอื่น ๆ phase history ของ $\phi(t) - \phi$ จะเห็นเป็น linear linear segment ใน interval k จำนวนที่ $t=20$ โดยให้ $\phi_k - \phi$ ตามตาราง

ค่าของ θ_k แสดงในรูป 2.51(b) เราจะสังเกตเห็น θ_k มี 2 ค่า คือ 0 หรือ π (modulo 2π) และมันจะกลับมาซ้ำที่เดิมหลังจากผ่านไป 4 interval เราสามารถแยกสมการ (2.51) ตามรูปทั่วไป MSK จากตรีโกณมิติ ซึ่ง หรือ π และ $d_k \pm 1$

$$S_{\text{CPFSK}}(t) = A \cos \left[\omega_0 t + \theta_0 + \theta_k - \theta_0 + d_k \frac{\pi t}{2T} \right]$$

$$\cos(x \pm y) = \cos x \cos y \pm \sin x \sin y$$

$$S_{\text{CPFSK}}(t) = A \cos \left[\theta_k - \theta_0 + d_k \frac{\pi t}{2T} \right] \cos(\omega_0 t + \theta_0) - A \sin \left[\theta_k - \theta_0 + d_k \frac{\pi t}{2T} \right] \sin(\omega_0 t + \theta_0)$$

$$= A \cos(\theta_k - \theta_0) \cos \left[d_k \frac{\pi t}{2T} \right] \cos(\omega_0 t + \theta_0)$$

$$- A d_k \cos(\theta_k - \theta_0) \sin \left[\frac{\pi t}{2T} \right] \sin(\omega_0 t + \theta_0)$$

$$= S_1(t) A \cos(\omega_0 t + \theta_0) - S_2(t) A \sin(\omega_0 t + \theta_0) \tag{2.52}$$

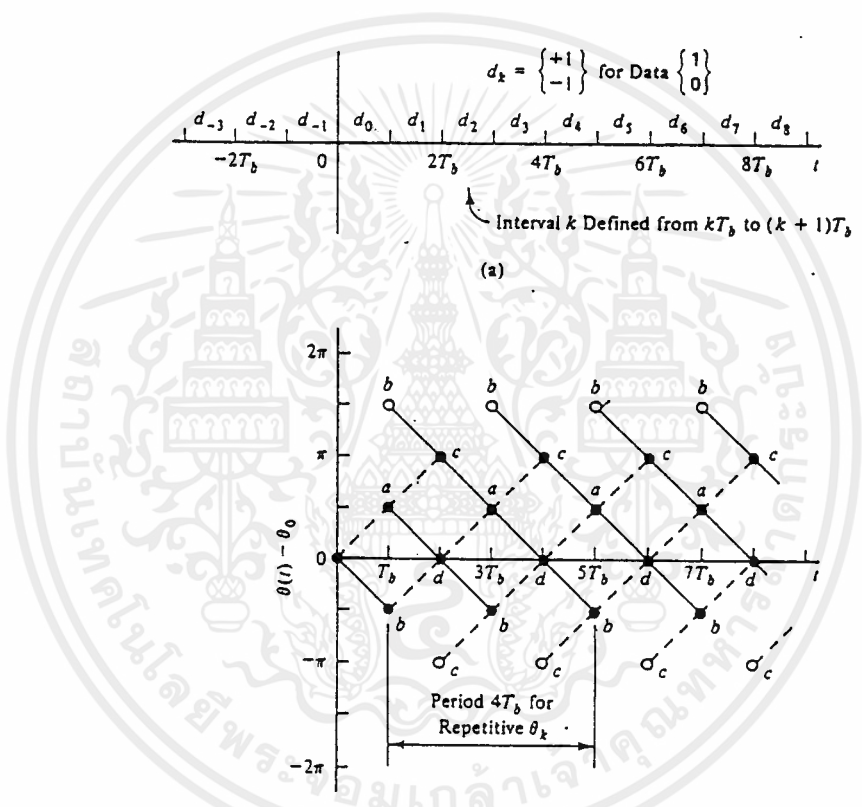
จะได้ว่า

$$S_1(t) = \cos(\theta_k - \theta_0) \cos \left[\frac{\pi t}{2T} \right] \tag{2.53}$$

* เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_a(t) = d_k \cos(\theta_k - \theta_0) \sin\left[\frac{r_c t}{2\pi}\right] \quad (2.54)$$

การตรวจสอบทางเดินเข้าและออกของ nodec ในเฟส trellis ของรูป 2.51 (b)



Node at Interval Start	d_k	$\theta_k - \theta_0$ for Value of k Shown								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
a	+1	0		π		0		π		0
	-1	π		0		π		0		π
b	+1	π		0		π		0		π
	-1	0		π		0		π		0
c	+1		0		π		0		π	
	-1		0		π		0		π	
d	+1		π		0		π		0	
	-1		π		0		π		0	

(b)

Figure 2.51 (a) Data interval definitions in CPFSK. (b) Trellis and table of $\theta_k - \theta_0$ to describe phase history of a CPFSK waveform.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $\omega_k - \omega_0$ จะไม่เปลี่ยนแปลง เหมือนกับที่ node d ซึ่งความจริงแล้วก็คือ $\cos(\omega_k - \omega_0)$ จะไม่เปลี่ยนแปลงตาม KTb (ที่ $k =$ คู่) นั่นเอง อย่างไรก็ตามที่ node a และ b (ที่ $KTb, K\text{-odd}$) $\omega_k - \omega_0$ จะเกิดการเปลี่ยนแปลงขึ้น จุดเหล่านี้เครื่องหมายของ $\cos(\omega_k - \omega_0)$ ในสมการ (2.53) จะเกิดการเปลี่ยนแปลงที่จุดศูนย์ของ $\cos \pi t / 2Tb$ เท่านั้น

การตรวจสอบ $dK \cos(\omega_k - \omega_0)$ โดยเหตุที่ dB สามารถเปลี่ยนแปลงที่ Interval ใด เราจะรู้โดยเครื่องหมายของ $dK \cos(\omega_k - \omega_0)$ เปลี่ยนแปลงที่ $KTb, K =$ เลขคู่ ซึ่งขณะนี้เป็นจุดตัดกันที่ 0 ของ $\sin \pi t / 2Tb$ ตาม (2.54) ถ้าเรามาที่ node a และ b จะได้ว่า $dK \cos(\omega_k - \omega_0)$ ไม่เปลี่ยนแปลงเครื่องหมาย จุดที่แสดง (2.54) ว่า $dK \cos(\omega_k - \omega_0)$ ไม่เปลี่ยนแปลงเครื่องหมายที่จุดตัดกันที่ 0 ของ $\sin \pi t / 2Tb$ เท่านั้น logic มี $\text{factop } S(I)t$ และ $S(Q)t$ คู่กับ quadrature carrier ใน (2.52) คือค่าคงที่ในหลาย ๆ Interval ของ duration $2Tb$ Interval $2Tb$ ของ $S(Q)t$ จะถูกหน่วยไป 1 Bit เมื่อเปรียบเทียบกับ $S(I)t$ เพราะว่าเป็นการเปรียบเทียบระหว่าง $\cos \pi t / 2Tb$ และ $\sin(\pi t / 2Tb)$ timing ที่แท้จริงก็คือ offset QPSK นั่นเอง โดยเหตุที่ลำดับข้อมูล $dK S(I)t$ และ $S(Q)t$ มีความเกี่ยวข้องกัน เช่นเดียวกันกับการเปลี่ยนเครื่องหมายของความถี่ที่ความถี่ $\Delta\omega = 2\pi / 4Tb$ มันทั้งหลายถูกนำมาเป็น Analog คือ modulating Data ใน OQPSK ด้วยเหตุนี้ใน CPFSK หนึ่ง symbol คือครึ่ง cycle ของสัญญาณ sine ที่ความถี่ $\Delta\omega / 2\pi = 1 / 4Tb$

สรุป OQPSK สามารถแยกเป็นผลบวกของ 2 ความถี่ที่ถูก mod ใน (2.52) ลักษณะของการ mod ที่เห็นใกล้เคียงกับ OQPSK รูปแบบสัญญาณ Analog OQPSK เป็นพื้นฐานของระบบ MSK ซึ่งต่อไปนี้จะพิจารณา MSK หลาย ๆ รูปแบบ

2.6 Parallel MSK

สมมติ Modulator MSK ใช้ดังสมการ (2.52) คล้ายคลึง OQPSK แสดงในรูป 2.61(a)

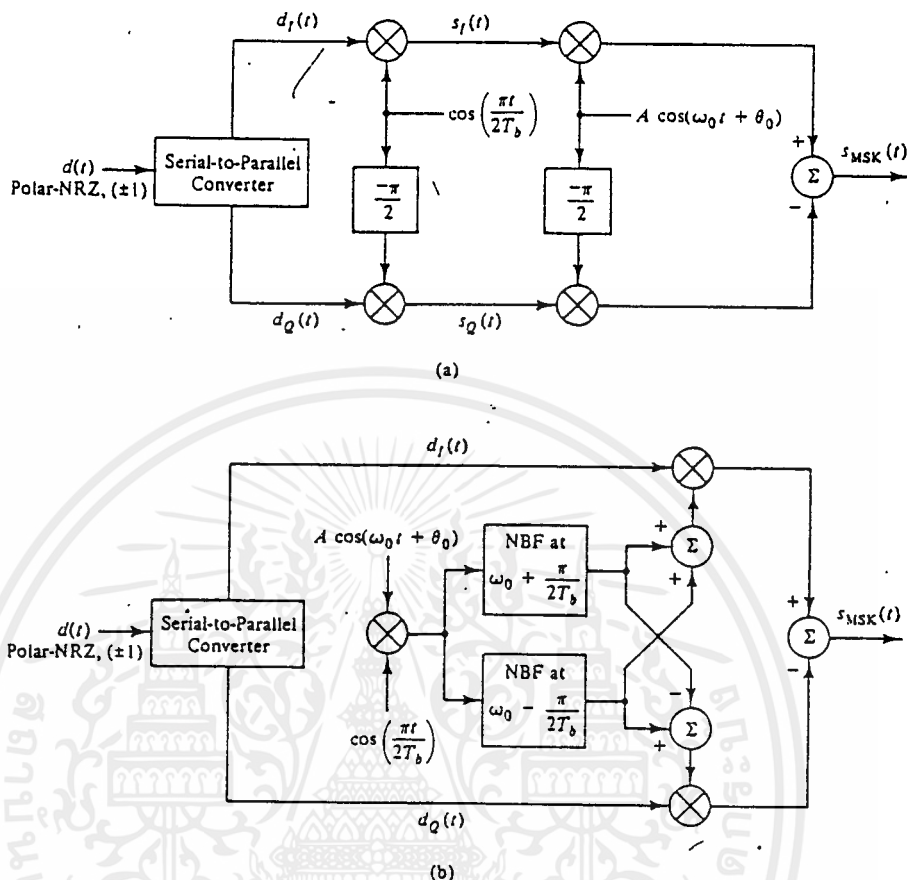


Figure 2.61 MSK modulators. (a) Modulator using direct carriers and (b) using equivalent carriers.

ข้อมูลที่เข้าทางอินพุตจะถูกแยก 2 ทาง ด้วย BIT / rate $1/T_b$, $d_I(t)$ และ $d_Q(t)$ แต่ละ symbol rate = $1/2T_b$ ใน OQPSK การแยกจะเที่ยงตรง โดยที่ $d_I(t)$ เกิดจากบิตคู่ และ $d_Q(t)$ เกิดจากบิตคี่ รูป 2.62 เป็นตัวอย่างรูปคลื่น สำหรับค่า $d_K = \{-1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1\}$ ตรงกับ Bit interval $\{-2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9\}$ ในการ modulator $d_I(t)$ และ $d_Q(t)$ ถูกแทนโดย $\cos(\omega_k t - \theta)$ และ $d_K \cos(\omega_k t - \theta)$ ตามลำดับจะ ได้เป็นรูปคลื่น MSK ตามรูป 2.62 Modulator นี้ถูกเรียกว่า Parallel เพราะข้อมูลมาแบบขนาน และมี 2 ความถี่ ดังนั้น Modulator แบบหนึ่ง ซึ่งจะแตกต่างกับแบบที่ 2 ในครึ่ง cycle ของ $\cos \pi t/2T_b$ ที่ถูก rectified จะไม่มีการสลับเครื่องหมาย แสดงในรูป 2.61 (b) ซึ่งจาก รูป 2.61(b) นี้ต้องการ modulator น้อยกว่าแบบแรก แต่ Bandpass filter ต้องแคบเพื่อความถี่ที่ได้คงที่

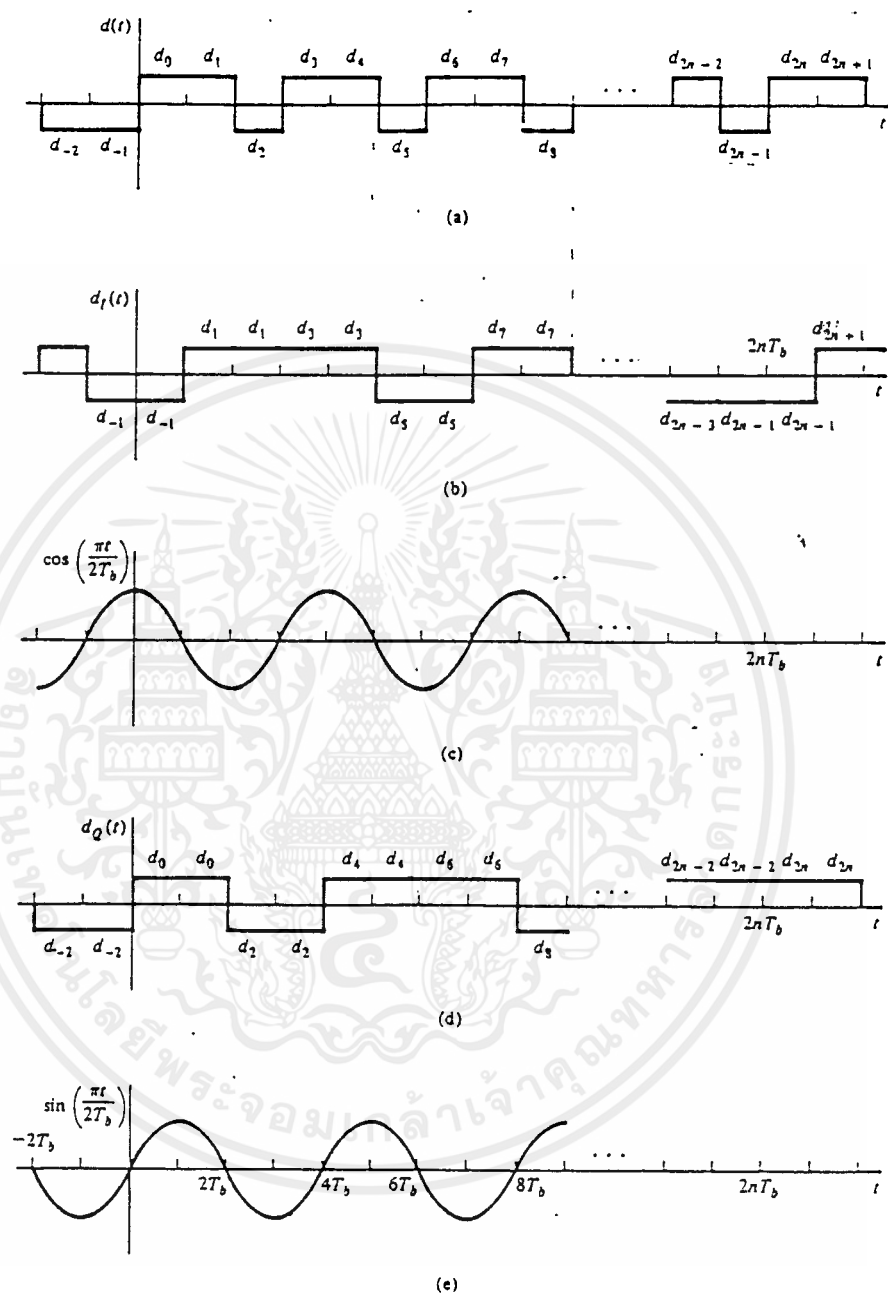


Figure 2.62 Timing diagrams for MSK modulators of Fig. 2.61

ระบบชนิดที่ 1 คือ OQPSK สำหรับเครื่องรับก็คล้ายกับ OQPSK แสดงดังรูป 2.63 integrator ก็คือเวลาหนึ่ง symbol ของความกว้าง $2T_b$ ในแต่ละทางเดิน "การ sample ที่จุดสุดท้าย" ถ้า symbol เป็น +1 หรือ -1 จะตัดสินใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใจว่าเป็น +1 ถ้า $D_1 > 0$, i.e. 1, 2 และจะเป็น -1 ในอีกกรณีหนึ่งการหาผลรวมการของสัญญาณ $s_{MSK}(t)$ ในรูป 2.61 โดยพิจารณา 2 ช่วง คือ $2n-1$ และ $2n$ โดยมี center ที่ $t=2nT_b$ แสดงในรูป 2.62 (a) และ (b) จะเขียนได้ว่า

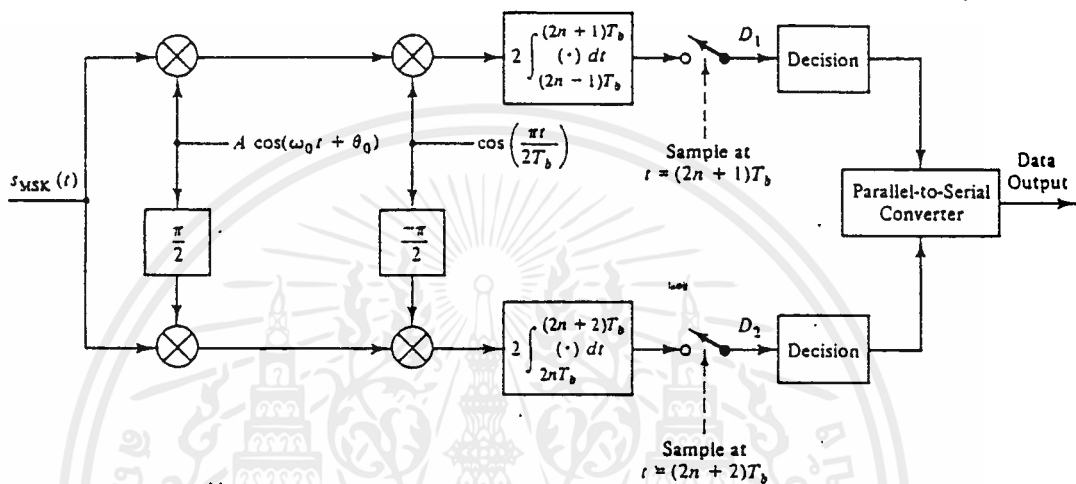


Figure 2.63 Receiver for MSK type I modulators of Fig 2.61

$$\begin{aligned}
 S_{MSX}(t) = & \begin{cases} Ad_{2n-1} \cos\left[\frac{\pi t}{2T_b}\right] \cos(w_0 t + \theta_0) \\ - Ad_{2n-2} \sin\left[\frac{\pi t}{2T_b}\right] \sin(w_0 t + \theta_0) ; (2n-1)T_b \leq t < 2nT_b \\ Ad_{2n-1} \cos\left[\frac{\pi t}{2T_b}\right] \cos(w_0 t + \theta_0) \\ - Ad_{2n} \sin\left[\frac{\pi t}{2T_b}\right] \sin(w_0 t + \theta_0) ; (2nT_b \leq t < (2n+1)T_b \end{cases} \quad (2.61)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้ตรีโกณ สามารถลดรูปสมการได้เป็น

$$\begin{aligned}
 S_{max}(t) = & \left[A \left[\frac{d_{2n-1} - d_{2n-2}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) - \theta_o + \frac{\pi t}{2\tau} \right] \right. \\
 & + A \left[\frac{d_{2n-1} + d_{2n-2}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) - \theta_o + \frac{\pi t}{2\tau} \right] \\
 & \left. - A \left[\frac{d_{2n-1} - d_{2n}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) - \theta_o + \frac{\pi t}{2\tau} \right] \right. \\
 & \left. + A \left[\frac{d_{2n-1} + d_{2n}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) - \theta_o + \frac{\pi t}{2\tau} \right] \right] \quad (2.62)
 \end{aligned}$$

จาก $(2n-1)T_b < t < 2nT_b$ ตรงกันช่วงข้อมูล $K = 2n-1$ $K=odd$ ก็เหมือนกันกับ $2ntB < t < (2n+1) T_b$ ซึ่งตรงกับ $K = 2n$, $K = even$ สามารถเขียน (2.62) ในเทอมของ K ได้ว่า

$$\begin{aligned}
 S_{max}(t) = & \left[A \left[\frac{d_k - d_{k-1}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) + \theta_o - \frac{\pi t}{2\tau} \right] \right. \\
 & + A \left[\frac{d_k + d_{k-1}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) + \theta_o + \frac{\pi t}{2\tau} \right] \\
 & \left. - A \left[\frac{d_k - d_{k-1}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) + \theta_o - \frac{\pi t}{2\tau} \right] \right. \\
 & \left. + A \left[\frac{d_k + d_{k-1}}{2} \right] \cos \left[w_o(t) + \theta_o + \frac{\pi t}{2\tau} \right] \right] \quad (2.63)
 \end{aligned}$$

- ∴ $kT_b = \langle t = \langle (k+1)T_b \quad ; \quad k \text{ odd}$
- ∴ $kT_b = \langle t = \langle (k+1)T_b \quad ; \quad k \text{ even}$

จากผลนี้จะเขียนค่า K ช่วงอื่น ๆ ได้ว่า

$$S_{\text{max}}(t) = (-1)^{k+1} A \left[\frac{d_k - d_{k-1}}{2} \right] \cos \left[\omega_0(t) + \phi_0 - \frac{\pi t}{2T_b} \right] + A \left[\frac{d_k + d_{k-1}}{2} \right] \cos \left[\omega_0(t) + \phi_0 + \frac{\pi t}{2T_b} \right] \quad (2.64)$$

สมการ (2.64) การมอดทางด้านความถี่ที่เกิดขึ้นจะได้

$$\omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + \frac{\pi}{2T_b} \quad \text{เมื่อ} \quad d_k = d_{k-1} \quad (2.65 \text{ a})$$

$$\omega_0 - \Delta\omega = \omega_0 - \frac{\pi}{2T_b} \quad \text{เมื่อ} \quad d_k = d_{k-1} \quad (2.65 \text{ b})$$

แม้ว่า Keying จะอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการ แต่ไม่ได้เป็นการเปรียบเทียบระหว่าง dB และ frequency deviation $\pm \Delta\omega$ โดยตรง การเบี่ยงเบนในช่วง K ไค ๆ ไม่ขึ้นอยู่กับ d_k อย่างเดียวแต่ยังขึ้นอยู่กับ d_{k-1} ตามตาราง 2.6-1 รูปคลื่นที่ได้ เป็นจากการรวมของ d_k และ d_{k-1} หลาย ๆ ครั้ง การ modify ที่ได้จึงเป็นการเทียบกันโดยตรงตาราง 2.6-1 wavefor การ Possible with TYPE I MSK

ตาราง 2.6-1

d_k	d_{k-1}	Waveform During Interval k	
		k odd	k even
+1	+1	$A \cos(\omega t + \theta + \Delta \omega t + 0)$	$A \cos(\omega t + \theta + \Delta \omega t + 0)$
-1	+1	$A \cos(\omega t + \theta - \Delta \omega t + \pi)$	$A \cos(\omega t + \theta - \Delta \omega t + 0)$
+1	-1	$A \cos(\omega t + \theta - \Delta \omega t + 0)$	$A \cos(\omega t + \theta - \Delta \omega t + \pi)$
-1	-1	$A \cos(\omega t + \theta + \Delta \omega t + \pi)$	$A \cos(\omega t + \theta + \Delta \omega t + \pi)$

รูปคลื่น $d(t)$ ทำการ differentially encoding ก่อนที่จะเข้า Modulator ตามรูป 2.61 ผลของรูปคลื่น MSK มีความหมายเหมือนกับรูปคลื่น Data และความถี่ที่ถูกส่งจากผลนี้เรียกว่า fast frequency shift keying Differential encoding เป็น Synchronous โดยใช้ในการ encode ตามรูป 2.62 การ decode เป็น detect โดยใช้ decoder ของรูป C จะได้ binary ออกมาระดับรูปคลื่น $CK = \pm 1$

$$CK = d_k \cdot CK_{-1} \quad (2.66)$$

สมการ 2.66 แทนเข้าไปใน 2.64 จะได้

$$S_{MSK}(t) = (-1)^{k+1} A c_{k-1} \left[\frac{d_k - 1}{2} \right] \cos \left[\omega_0(t) + \theta_0 - \Delta \omega t \right] + A c_{k-1} \left[\frac{d_k + 1}{2} \right] \cos \left[\omega_0(t) + \theta_0 + \Delta \omega t \right] \quad ; (2.67)$$

ความถี่ที่ส่งไปขณะนี้คือ $\omega_0 \pm \Delta \omega$ ขึ้นอยู่กับ d_k ระบบของ CK_{-1} ก่อนหน้านี้จะมีผลต่อเฟสของการส่งสัญญาณ ตามตาราง 2.6-2

ตาราง 2.6-2

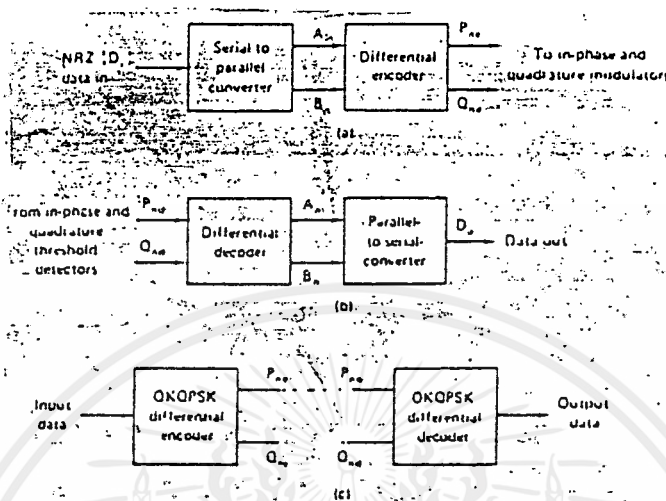
d_k	d_{k-1}	Waveform During Interval k	
		k odd	k even
+1	+1	$A\cos(\omega t + \theta + \Delta\omega t + 0)$	$A\cos(\omega t + \theta + \Delta\omega t + 0)$
-1	+1	$A\cos(\omega t + \theta - \Delta\omega t + \pi)$	$A\cos(\omega t + \theta - \Delta\omega t + 0)$
+1	-1	$A\cos(\omega t + \theta + \Delta\omega t + \pi)$	$A\cos(\omega t + \theta + \Delta\omega t + \pi)$
-1	-1	$A\cos(\omega t + \theta - \Delta\omega t + 0)$	$A\cos(\omega t + \theta - \Delta\omega t + \pi)$

2.7 การเข้ารหัสและการถอดรหัสแบบคิฟเฟอร์เรนท์เข็ญล

- GFSK/OK-QPSK (MSK)

(Differential coding/decoding-QPSK/OK-QPSK)

วงจรถูกคี่ล้นพหุแบบ ควอดดรัฟเพลอร์ (quadrupler) ถูกนำมาใช้เพื่อกาล ล็อคที่อาร์โมนิกที่ 4 ที่ล่งไปคือ $\cos(\omega t + n\pi/2)$ ซึ่ง $n=1,2,3$ ที่ให้เทอม $\cos 4\omega t$ เป็นค่าที่ PLL ทำการล็อคดั่งนั้นเฟลที่ล่งจะแน่นอนที่ไม่ใช่เฟลอ้างอิง ขึ้นอยู่กับเฟลของการก๊อคี่ล้นพหุ ส่วนของข้อมูล (P,Q) ที่อินพุทของมอดูเลเตอร์จะ เป็นค่า (P,Q), (P,Q), (Q,P) หรือ (Q,P) ที่เอาท์พุทของคีมอดูเลเตอร์ยก เว้นค่าแรกจะไม่ให้เอาท์พุทเหมือนอินพุท อาจจะมีปัญหา โดยการเข้ารหัสในตัวมอดูเลเตอร์และการถอดรหัสที่ตัวคีมอดูเลเตอร์ (ดูรูปที่ 2.7)



รูปที่ 2.7 Differential encoder/decoder for QPSK and OQPSK modems. (a) Encoder (transmit side), (b) decoder (receive side), (c) OQPSK encoder/decoder.

การเข้ารหัสดิฟเฟอเรนเชียลเป็นคู่ ๆ เพื่อเป็นการเปลี่ยนเฟสของ QPSK ที่แทนข้อมูลที่มีเฟสไม่สมบูรณ์ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องกำจัดเฟสอ้างอิง สมการการเข้ารหัสและถอดรหัสของสัญญาณ QPSK คือ

การเข้ารหัส QPSK

$$\begin{aligned} P_{nd} &= (A_n + B_n)(A_n + P_{(n-1)d}) + (A_n + B_n)(B_n + Q_{(n-1)d}) \\ Q_{nd} &= (A_n + B_n)(B_n + Q_{(n-1)d}) + (A_n + B_n)(B_n + P_{(n-1)d}) \end{aligned} \quad (2.71)$$

ซึ่ง + แสดงสัญลักษณ์ของ Ex-OR

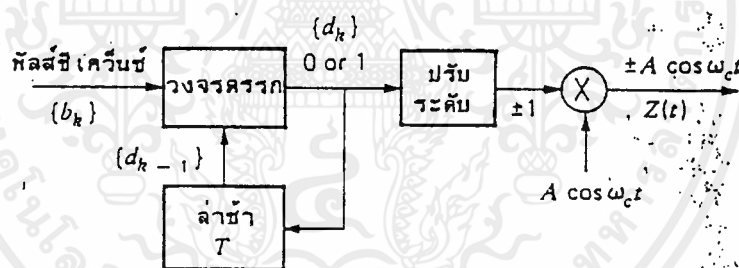
การถอดรหัส QPSK

$$\begin{aligned} A &= (P_{nd} + Q_{nd})(P_{nd} + P_{(n-1)d}) + (P_{nd} + Q_{nd})(Q_{nd} + Q_{(n-1)d}) \\ B &= (P_{nd} + Q_{nd})(Q_{nd} + Q_{(n-1)d}) + (P_{nd} + Q_{nd})(P_{nd} + P_{(n-1)d}) \end{aligned} \quad (2.72)$$

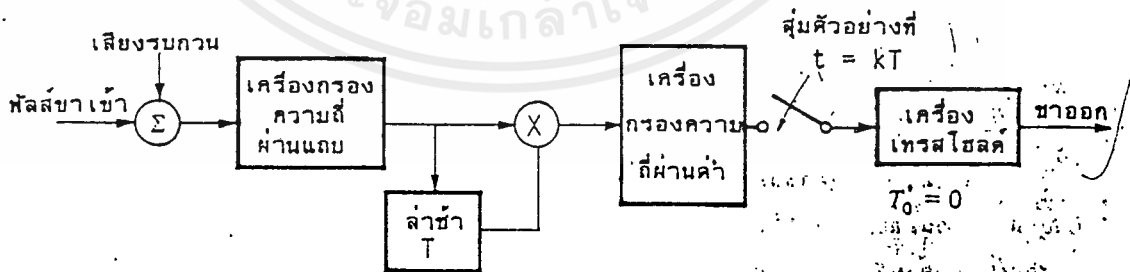
ซึ่งการเข้ารหัส (P_{nd}, Q_{nd}) และ $(P_{(n-1)d}, Q_{(n-1)d})$ แสดงสถานะของเอาท์พุทในก่อนหน้า ส่วน (A_n, B_n) แสดงสถานะอินพุทปัจจุบัน และ (A_n, B_n) แสดงการถอดรหัสของเอาท์พุท (P_{nd}, Q_{nd}) และ $(P_{(n-1)d}, Q_{(n-1)d})$ แทนสถานะอินพุทปัจจุบัน

และก่อนหน้านี จากตัวสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ กรณีสภาพที่ไม่มีสัญญาณรบกวน (D_0) คือลำดับข้อมูลอินพุตเท่ากับ (D_0) คือลำดับข้อมูลเอาต์พุตแต่ลำดับ (P_{n+1}, Q_{n+1}) ไม่จำเป็นต้องเหมือนกับลำดับ (P_n, Q_n) ข้อมูลอินพุตจะถูกแยกเป็น 2 ส่วน โดยการเปลี่ยนจากอนุกรมไปเป็นขนาดบิตคู่ จะไปที่ช่องสัญญาณ A บิตคี่จะไปที่ช่องสัญญาณ B (ดูรูปที่ 2.7) บิต P_n และบิต Q_n เป็นเอาต์พุตของการเข้ารหัสแบบ ดิฟเฟอเรนซ์ เชียลตามคู่อินพุตปัจจุบันและคู่อินพุตก่อน ตัวถอดรหัสสุที่เอาต์พุตของตัวดีมอดูเลเตอร์ในปัจจุบันและก่อนหน้านี้และคู่ (A, B) ซึ่งเป็นค่าเริ่มแรกในการสร้างขึ้นมาใหม่ คู่นี้จะผ่านเข้าไปที่ตัวแปลงข้อมูลจากขานไปเป็นอนุกรม ซึ่งข้อมูลอินพุตจะถูกสร้างขึ้นมาใหม่

2.8 ดิฟเฟอเรนเชียลเอ็มแอลเค



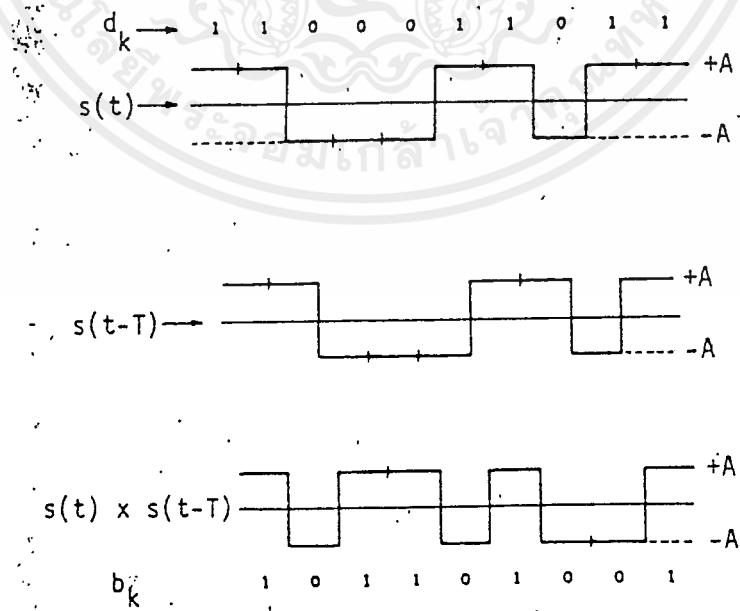
(ก) เครื่องโมดูเลเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล



(ข) เครื่องดีมอดูเลเตอร์ดิฟเฟอเรนเชียล

รูปที่ 2.87

ระบบเอ็มเอสเค แม้จะมีวินัยความสามารถสูงหรือมีรบกวนขบขวิดตีความผิดพลาดต่ำเมื่อเทียบกับระบบดิจิทัลโมดูลอื่นที่ค่า SNR หรือ E/N เดียวกัน แต่ก็มีข้อเสียที่ต้องมีสัญญาณอ้างอิง ที่มีความถี่เดียวกับสัญญาณเอ็มเอสเคเข้าหรือที่เรียกว่า การรับแบบโคฮีเร้นในทางปฏิบัติสัญญาณอ้างอิงนั้นกำเนิดได้ยากเพราะไม่มีเครื่องส่งความถี่ (oscillator) โคที่จะกำเนิดความถี่คงที่ได้ตลอดเวลาจึงมีการวิจัยค้นพบดิฟเฟอเรนเชียลเอ็มเอสเคโดยใช้หลักการเปรียบเทียบความแตกต่างของขั้นของบิตที่เข้ามาเทียบกับบิตก่อนที่ถูกป้อนกลับ โดยมีการล่าช้าทางเวลาเท่ากับ 1 ช่วงเวลาของพัลส์บิตพอดิ T ถ้าไม่มีความแตกต่างให้ได้พัลส์ "1" และถ้ามีความแตกต่างให้ได้พัลส์ "0" และเฟสของดิฟเฟอเรนเชียลเอ็มเอสเคให้มีค่าเท่ากับ "0" เมื่อได้พัลส์ "1" และเท่ากับ π และเท่ากับ π เมื่อได้พัลส์ "0" ดังรูปที่ 2.81 การลงรหัสนั้นแสดงในตารางที่ 2.8 ส่วนทางภาครับของดีเอ็มเอสเค(DMSK)ก็เช่นเดียวกับภาคส่ง สัญญาณดีเอ็มเอสเคที่มีเฟสเท่ากับ 0 หรือ π หรือมีขั้วเป็น 1 และ -1 (ถ้าค่าเท่ากับ T ผลคูณเลขฐานสองก็จะให้พัลส์เป็น 1 หรือ 0 ตามต้องการ ซึ่งตรงกับพัลส์ซีเคิร์ฟ์ทางภาคส่งในกรณีที่เกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งข้าง ๆ เมื่อเทียบกับอัตราการส่งบิตจะทำให้เฟสของพัลส์ $s(t)$ และ $s(t-T)$ ได้รับผลกระทบเท่านั้น ข่าวสารที่ได้จากการเปรียบเทียบความแตกต่างของเฟสระหว่าง 2 พัลส์นี้ก็ยังคงอยู่ไม่เปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 2.82



รูปที่ 2.82 การรับสัญญาณดีเอ็มเอสเค

ตารางที่ 2.8 การลงรหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลและถอดรหัส

ซีเคิร์ฟเข้า (b_k)	1	0	1	1	0	1	0	0	1
ซีเคิร์ฟการลงรหัส (d_k)	1*	1	0	0	0	1	1	0	1
เฟสที่ส่ง	0	0	π	π	π	0	0	π	0
ขาออกของเฟสที่เปรียบเทียบ	+	-	+	+	-	+	-	-	+
ซีเคิร์ฟของบิตขาออก	1	0	1	1	0	1	0	0	1

*บิตอ้างอิงเริ่มต้นที่ค่าใด ๆ ก็ได้

2.9 การเกิดสัญญาณ MSK

สัญญาณ MSK ที่แท้จริงเป็น amplitude sine wave คงที่เฟสเพิ่มหรือลดที่ ± 90 องศาในแต่ละ bit interval วิธีที่เหมาะสมที่ใช้แทน การแสดงให้เห็นคือ โดยแกรม เทรลลิส trellis (รูปที่ 2.91) ซึ่งได้แสดงถึง เฟส ของสัญญาณ ในแต่ละ bit string

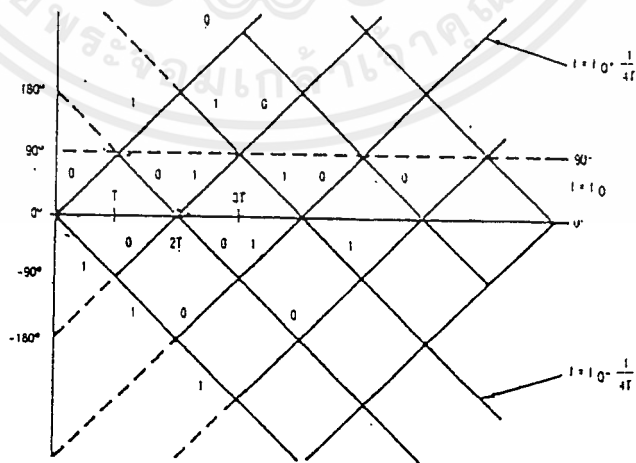


Fig 2.91 MSK signal trellis diagram.

ดังที่แสดงใน รูปที่ 2.91 สัญญาณ MSK ยังถูกมองว่าเป็น สัญญาณ FM ที่มีคลื่นความถี่เร็ว $f_0 - 1/4T$ เมื่อเส้นทางที่ตรงขึ้นไปวิธีการแบบดั้งเดิมของการกำเนิด MSK มีวิธีการแบบปกติคือ ใช้ 2 data streams 1 ในสองของวิธีการได้แสดงในรูปที่ 2.92

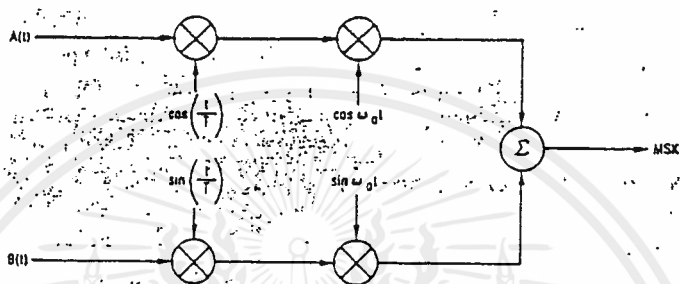


Fig.2.92 Conventional MSK modulator.

ผลของสัญญาณ MSK เป็น

$$M(t) = A(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos \omega_0 t + B(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin \omega_0 t \quad \dots (2.91)$$

ที่ $A(t)$ และ $B(t)$ เป็นลำดับข้อมูลซึ่ง skewed โดยครึ่งของ symbol และ $1/T$ เป็นจำนวนรวมของอัตราบิต $A(t)$ และ $B(t)$ สามารถพิจารณาเป็นการสลับบิตของส่วนประกอบของ bit stream $C(t)$ การเปลี่ยนแปลงของการกระทำสำหรับ $M(t)$ แสดงว่าถ้า $A(t) = B(t)$, คือ sinusoid ของความถี่คลื่นจะเป็น $f_0 - 1/4T$ ดังแสดงในรูปที่ 1 ขณะที่ ถ้า $A(t) = -B(t)$ ความถี่คลื่นจะเป็น $f_0 + 1/4T$ วิธีการของการเกิด $M(t)$ จากส่วนต่าง ๆ ของ bit stream $C(t)$ ดังในรูปที่ 2.93 ระบบรวมถึงการผลิตสัญญาณ biphase บนขบวนการส่งความถี่เป็น $f_0 - 1/4T$ ตามด้วย linear time-invariant ฟิลเตอร์

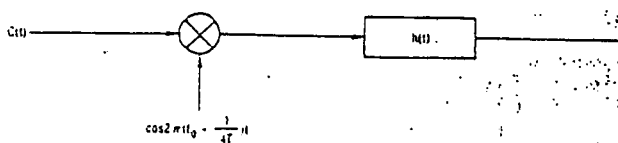


Fig.2.93 Serial MSK modulator.

ผลตอบสนองของฟิลเตอร์ที่ต้องการดังนี้

$$h(t) = \sin \frac{2\pi(f_0 + \frac{1}{4})t}{4t}, \quad 0 < t < T \quad \dots (2.92)$$

รูปที่ 2.94 แสดงสเปกตรัมของฟิลเตอร์ อินพุต คลื่นความถี่ตอบสนองของฟิลเตอร์และสเปกตรัมผลของสัญญาณ เนื่องจากในระบบปฏิบัติการมีเพียง mainlobe ของสัญญาณ MSK เท่านั้นที่จะส่งฟิลเตอร์จะต้องให้จำนวนใกล้เคียงฟิลเตอร์ที่แท้จริงใน (2.92) บนของเขตคลื่นจาก

$$f_0 - \frac{3}{4T} \text{ ถึง } f_0 + \frac{3}{4T}$$

เมื่อ string ปรากฏเป็น 1 หรือ 0 อินพุตฟิลเตอร์เป็น sinusoid ที่ความถี่พาห้ เนื่องจากฟิลเตอร์เพียงต้องการ T วินาที ก็จะถึงภาวะ อินพุต เป็น sine แท้จริงที่ความถี่เดียวกัน เอาพุต สำหรับลำดับแต่ละอันเป็น 180 องศา จากเอาพุตแต่ละลำดับที่ 0 อันเป็นข้อตกลงเดียวกันอินพุตในรูปที่ 2.91 การแปลงบิต เป็นเหตุให้ data stream ที่อินพุตฟิลเตอร์เปลี่ยนแปลงเฟส และกระตุ้นให้อินพุต และกระตุ้นให้อินพุตตอบสนองของฟิลเตอร์ แรงกระตุ้นตอบสนองของฟิลเตอร์ T วินาที sinusoidal กระทบกับคลื่นของ $f_0 + \frac{1}{4T}$ อันนี้ถูกต้องต่อการโต้ตอบของสัญญาณที่พุ่งชนไปยัง โคออดิเนต trellis ก็แสดงไว้ในรูปที่ 2.91 สัญญาณ MSK อาจแพร่โดยการนำการ มอดูเลต biphase ในการขนส่งที่ $f_0 + \frac{1}{4T}$ T ตามด้วยการ filtering ฟิลเตอร์ การตอบสนองแรงกระตุ้น เป็นดังนี้

$$h(t) = \sin \left(2\pi \left(f_0 - \frac{1}{4T} \right) t \right); \quad 0 < t < T$$

การบรรยายตามข้างบนสามารถตรวจสอบโดยการดูที่ความถี่หลัก รูปที่ 2.94 แสดงให้เห็นภาพสเปกตรัมของสัญญาณเฟส การตอบสนองคลื่นของฟิลเตอร์และผลเอาท์พุทของการ K สเปกตรัม biphase ดังนี้คือ

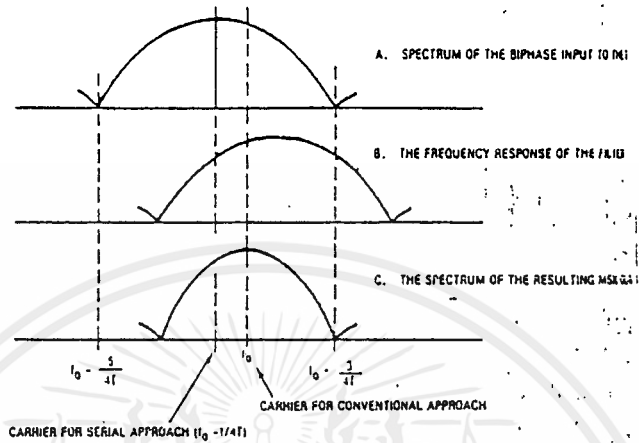


Fig 2.4 MSK signal spectrum.

$$H(f)_{BP} = \frac{\sin(\pi T(f - f_1))}{\pi T(f - f_1)}$$

การตอบสนองความถี่คลื่นของฟิลเตอร์ได้แบบนี้คือ

$$H(f)_{f_2} = \frac{\sin(\pi T(f - f_2))}{\pi T(f - f_2)}$$

ผลเข้าพตของ MSK สเปกตรัมกำหนดโดย

$$H(f)_{MSK} = \frac{\sin(\pi T(f - f_1)) \sin(\pi T(f - f_2))}{\pi T(f - f_1) \pi T(f - f_2)}$$

ซึ่งสามารถนำไปแทนที่ f_0 ที่เป็นศูนย์กลางของสเปกตรัม MSK mainlobe ของสัญญาณ MSK มีอยู่ 99% ของกำลังสัญญาณรวมและดังนั้น mainlobe ก็มักจะถูกส่งไป ดังรูปที่ 2.93 โดยการตรวจสอบรูปที่ 2.94 มันปรากฏว่าค่าประมาณที่ดีของ $h(t)$ ฟิลเตอร์ สามารถมีปฏิกริยากับช่องของฟิลเตอร์ที่ $f_0 - 3/4T$ และฟิลเตอร์แบบ bandpass

บทที่ 3

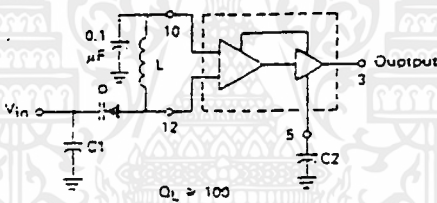
การออกแบบและการสร้างวงจร

3.1 การออกแบบ oscillators

3.1.1 การออกแบบวงจร vco โดยใช้ MC 1648

MC 1648 เป็นไอซี ที่สามารถเป็น vco ได้โดยจะทำการต่อเป็นวงจรแท่งคู่ขนาน(paralle) tank circuit) ซึ่งจะประกอบด้วย L และ C ไอซีเบอร์นี้ จะถูกออกแบบไว้สำหรับใช้ในงานของเฟสล็อกลูปซึ่งสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในงานต่าง ๆ ได้อย่างมากมาย

เมื่อเราให้การทำงานเป็นไปในลักษณะการใช้แรงควบคุมวงจรรอสซิลเลเตอร์ ดังแสดงในรูป 3.1.1a เราควรจะให้มันแรงดันไบอัส (bias) อย่างน้อยเท่ากับ 2 VBE (ประมาณ 3 โวลต์)



รูปที่ 3.1.1a แสดงการใช้ MC 1648 เป็นวงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน ย่านการจูน (Tuning range) ของออสซิลเลเตอร์ในโหมดการควบคุมแรงดัน (voltage control mode) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{d_{max}} + C_s}}$$

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{d_{min}} + C_s}}$$

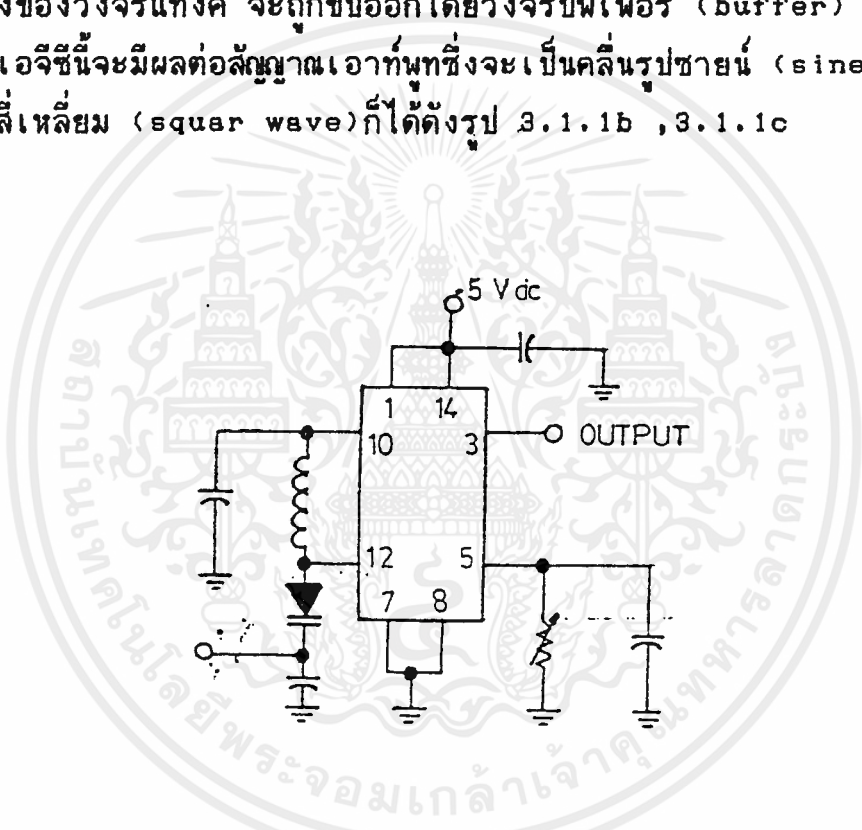
$$\text{เมื่อ } f_{min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{d_{min}} + C_s}}$$

Cs: คาปาซิเตอร์ที่ต่อขนาน

Cd: วาแรคเตอร์คาปาซิแตนซ์ (varactor capacitance) ที่ขึ้นอยู่กัแรงดันใด ๆ คาปาซิเตอร์ C1 และ C2 ใช้สำหรับบายพาสที่จุดเอจซี (AGC) และ VCO อินพุท (วาแรคเตอร์ไดโอด) เพื่อรับประกันสำหรับให้เป็นแรงดันไฟดีซีเท่านั้น

สำหรับที่ความถี่ระหว่าง 1MHz ถึง 50MHz ค่าคาปาซิเตอร์ $C1$ และ $C2$ ควรจะให้มิต่ำเท่ากับ 0.1F ที่สัญญาณความถี่สูงค่านี้ควรจะต่ำและจะมีค่าสูงกว่านี้ ถ้ามีความถี่ต่ำสำหรับที่ความถี่สูงค่าของบายพาสคาปาซิเตอร์จะขึ้นอยู่กับ physical layout ของระบบ ซึ่งทั้งหมดนี้ถ้าเป็นไปได้ควรจะทำเข้าด้วยกันกับตัวถังให้สั้นที่สุดเพื่อไม่ให้เกิค่าอินดักแตนซ์

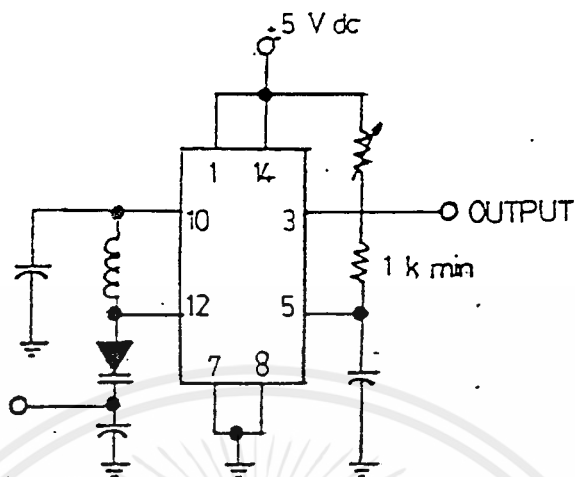
การสวิงของวงจรทางคนี้จะถูกกำหนดจากวงจรภายในโดยใช้วงจรเอจิจี แรงดันที่สวิงของวงจรทางค จะถูกขับออกโดยวงจรบัฟเฟอร์ (buffer) ภายในไอซีค่าแรงดันเอจิจีนี้จะมีผลต่อสัญญาณเอาท์พุทซึ่งจะเป็นคลื่นรูปไซน์ (sine wave) หรือคลื่นรูปสี่เหลี่ยม (suar wave) ก็ได้ดังรูป 3.1.1b , 3.1.1c



รูปที่ 3.1.1b รูปวงจรที่ให้เอาท์พุทเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม

ที่ความถี่ประมาณ 10MHz เราก็สามารถจะเพิ่มค่าแรงดันจากยอดถึงยอดของวงจรทางค (Tank circuit peak to peak Voltage) เพื่อให้ได้ขนาดของเอาท์พุทตามต้องการ เราสามารถกระทำได้โดยการต่อ R อนุกรม (ค่าต่ำสุด 1K) จากเอจิจีไปเข้ากับแหล่งจ่ายไฟซึ่งสัญญาณที่ได้จะเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมดังรูปที่ 3.1.1b

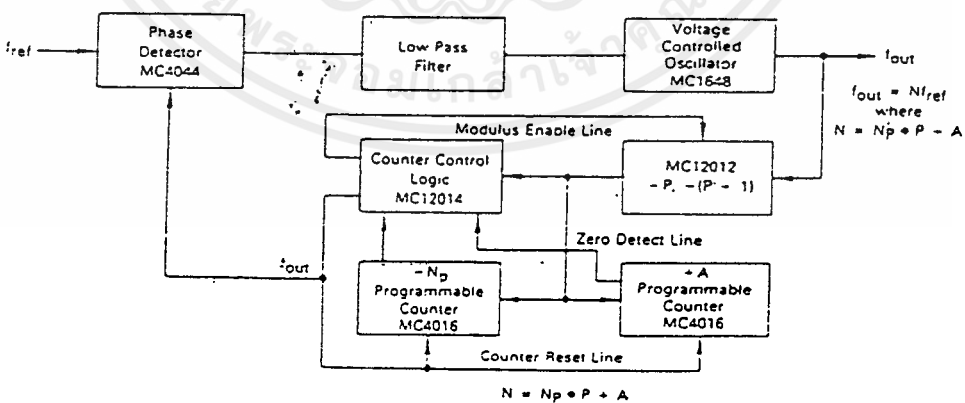
จากรูปที่ 3.1.1c แสดงการใช้ MC 1648 เป็น VCO ซึ่งให้สัญญาณเอาท์พุทเป็นคลื่นรูปไซน์โดยการต่อ R เข้ากับ AGC (ขา 5) กับ VEE



รูปที่ 3.1.1c วงจรที่ให้เอาท์พุทเป็นคลื่นรูปซายน์

รูปที่ 3.1.1c แสดงการใช้ MC 1648 เป็น VCO โดยทำการขยายให้ย่านความถี่มีขนาดสูงขึ้นโดยที่ R จะถูกต่ออยู่ระหว่างวงจร AGC (ขา 5) กับแรงดัน VEE การประยุกต์ใช้งาน MC 1648

เฟสล็อกคิปรูปที่แสดงในรูป 3.1.1d เป็นการนำ MC 1648 เป็น VCO รูปที่แสดงนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ใช้ประโยชน์ สำหรับการกระจายเสียงย่าน FM (FM-Broadcast) ทั่ว ๆ ไปเกี่ยวกับการบิน (general aviation) วิทยุติดต่อสื่อสารในทะเลหรือเครื่องรับ CB



รูปที่ 3.1.1d การนำไอซี 1648 ใช้งานในวงจรสังเคราะห์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

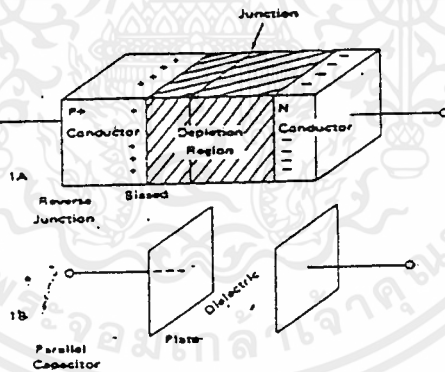
3.1.2 การออกแบบ วารีแคป

วารีแคป VOLTAGE VARIABLE CAPACITOR DIODE (VARICAP)

วารีแคปเตอร์ไดโอด (Varactor diode) ส่วนใหญ่มักจะนำมาใช้เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่ปรับค่าได้ (vary capacitance) ของวงจรแท่งคี่ที่ใช้ แอล และ ซี ในการผลิตความถี่ (LD Tank Oscillator)

โดยทั่วไปวารีแคปเตอร์ เป็นคาปาซิแตนซ์ซึ่งถูกควบคุมโดยการเปลี่ยนค่าแรงดัน (Voltage Variable Capacitor) สร้างจากสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการจูนของวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Tuning) ได้

การทำงานของวารีแคปเตอร์จะอาศัยหลักการของบริเวณรอยต่อ (Region) ระหว่าง Forward Conduction และ Reverse Breakdown เหมือนไดโอดธรรมดา แต่ในการใช้งานจะ พิจารณาช่วงคัทออฟ (cutoff, reverse) เท่านั้นจะไม่ใช่ในช่วง forward conduction และ reverse breakdown



รูปที่ 3.1.2 แสดงโครงสร้างของจูนนิ่งไดโอด

ความกว้างของช่วง Depletion ขึ้นอยู่กับการโด๊ป(Dope) สารกึ่งตัวนำและแรงดันไบอัสที่ให้แก่อรอยต่อ

ค่าความจุของคาปาซิเตอร์ กำหนดจาก

$$C = \frac{EA}{d} \quad (3.1.2-1)$$

เมื่อ E = ค่าคงที่

$$E_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/M}$$

A = พื้นที่หน้าตัด

d = ความกว้างของช่วงคลื่นลิทซ์

โดยทั่วไปเราสามารถหาค่า C จากสมการ

$$C = \frac{dQ}{dV} \tag{3.1.2-2}$$

เมื่อ Q = ประจุต่อหน่วยพื้นที่ที่กำหนดจาก

$$Q = EE \tag{3.1.2-3}$$

เราสามารถกำหนดค่าประจุต่อหน่วยพื้นที่ที่ได้โดย

$$C = \frac{C}{A} = \frac{EdE}{dV} \tag{3.1.2-4}$$

จาก M. Norwood และ F. Shetz กำหนดสูตร โดยทั่วไปที่

$$C = \frac{(qAE^{m+1})^{1/m+2}}{(m+2)(V+1)} \tag{3.1.2-5}$$

เมื่อ m = Impurity Exponent

C = Capacitance / Area

อัตราส่วนความเก็บประจุ

อัตราส่วนการจูน (Tuning Ratio) หรืออัตราส่วนความเก็บประจุ Tr จะแสดงอัตราส่วนค่าความเก็บประจุ ซึ่งได้จากแรงดันไบอัส 2 ค่า

$$\frac{C_1 \cdot V_2}{C_1 \cdot V_1} = \frac{(V_1+)^r}{(V_2+)^r} = Tr \tag{3.1.2-6}$$

เมื่อ $C, (V_1)$ = ประจุที่รอยต่อที่แรงดัน V_1

$C, (V_2)$ = ประจุที่รอยต่อที่แรงดัน V_2

โดยที่ V_1 มากกว่า V_2

ในการกำหนดค่า Tr สามารถดูจากคาสิต (Data sheet) อุปกรณ์บางเบอร์ ใช้แรงดัน 4 โวลต์สำหรับ V_2 อย่างไรก็ตามเพื่อให้ได้ค่าอัตราส่วนการจูนที่มากขึ้น อาจใช้แรงดันไบอัสกลับต่ำ ๆ อาจจะทำให้ไดโอดถูกไบอัสตรงได้ เมื่อแรงดันเอซีที่

คร่อมไดโอดมีค่าสูง และสัญญาณขนาดใหญ่คร่อมไดโอดจะทำให้เกิดการเพี้ยนจากปรากฏการณ์ค่าคาปาซิแตนซ์มอดูเลชัน (capacitance modulation)

โดยปกติผลของและค่าความเก็บประจุจากโครงสร้าง C_0 ปกติมีค่าน้อยเราสามารถลดทอนให้ง่ายขึ้นโดย

$$Tr = \frac{C_{v\min}}{C_{v\max}} = \left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}} \right)^r \quad (3.1.2-7)$$

อัตราส่วนความถี่ (Frequency Ratio) จะเท่ากับค่ารากที่สองของอัตราส่วนการคูณ

$$Fr = (Tr)^{1/2} \quad (3.1.2-8)$$

ในทางกายภาพ r ขึ้นอยู่กับการบิดเบือนเชิงเรขาคณิตของไดโอดมีค่าระหว่าง $1/3 - 2$ ซึ่งสามารถกำหนดได้จากผลผลิตชนิดของรอยต่อ

3.1.3 การหาค่า L สำหรับการพันขึ้นเดียว

หน่วยของอินดักแตนซ์ (L) คือ เฮนรี่ (Henry) ค่าอินดักแตนซ์ จะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง (หรือรัศมี) ของแกน ขึ้นกับจำนวนรอบที่พันขึ้นกับความยาวของขดลวดทั้งหมดด้วยค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มีช่วงกว้างมากเช่น ถ้าอยู่ในวงจรจ่ายไฟตรงก็มักจะมีค่าหลาย เฮนรี่ซึ่งจะได้ค่าสูงอย่างนั้นต้องพันขดลวดบนแกนเหล็กจึงไม่ขอล่าวถึงถ้าอยู่ในวงจรที่ความถี่ไม่สูงนักค่าอินดักแตนซ์มักอยู่ในช่วงมิลลิเฮนรี่ (mH) ถ้าอยู่ในช่วงความถี่กลางและสูงหน่วยก็มักจะมีค่าอยู่ในช่วงไมโครเฮนรี่ (μH)

ขดลวดที่เราจะต้องพันกันอยู่เสมอ มักจะเป็นขดลวดที่ใช้กับความถี่วิทยุซึ่งก็มักจะพันขึ้นเดียวบนแกนอากาศ หรือพันบนแกนที่เป็นฉนวนซึ่งไม่เป็นสารแม่เหล็ก

ค่า L โดยประมาณสำหรับการพันขดลวดขึ้นเดียวบนแกนอากาศมีดังนี้

$$L = \frac{a^2 n^2}{9a+10b}$$

โดยที่ L คือค่าอินดักแตนซ์มีหน่วยเป็น mH

a คือ รัศมีของแกน มีหน่วยเป็นนิ้ว

b คือ ความยาวของการพันขดลวด มีหน่วยเป็นนิ้ว

n คือ จำนวนรอบของขดลวด

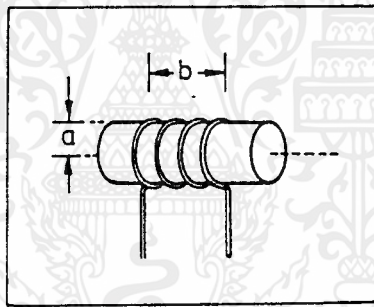
รูปที่ 1 ได้แสดงความหมายของ a และ b ที่ใช้ในการคำนวณ

หลังจากที่กำหนดขนาดของ a และ b และค่า L ที่ต้องการแล้ว ก็จะสามารถคำนวณหาจำนวนรอบที่ต้องพันโดยจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$n = \frac{\sqrt{L(9a+10b)}}{a^2}$$

อย่างไรก็ตามสูตรที่ให้ไว้จะมีค่าใกล้เคียงกับของจริงมาก เมื่อความยาวของการพันลวด (b) มีค่าไม่น้อยกว่า 0.8a และถ้าความยาวของลวดมีจำกัด เช่น ต้องการให้ใช้ความยาวของลวดน้อยที่สุด ค่า L จะสูงสุดก็ต่อเมื่อ b = 0.8a พอดี

ถ้าไม่สะดวกจะคำนวณก็อาจหาจำนวนรอบ โดยประมาณได้จากโนโมกราฟที่ให้ไว้ในบทความ ขึ้นแรกให้ลากเส้นตรงจากขนาดเส้นผ่า

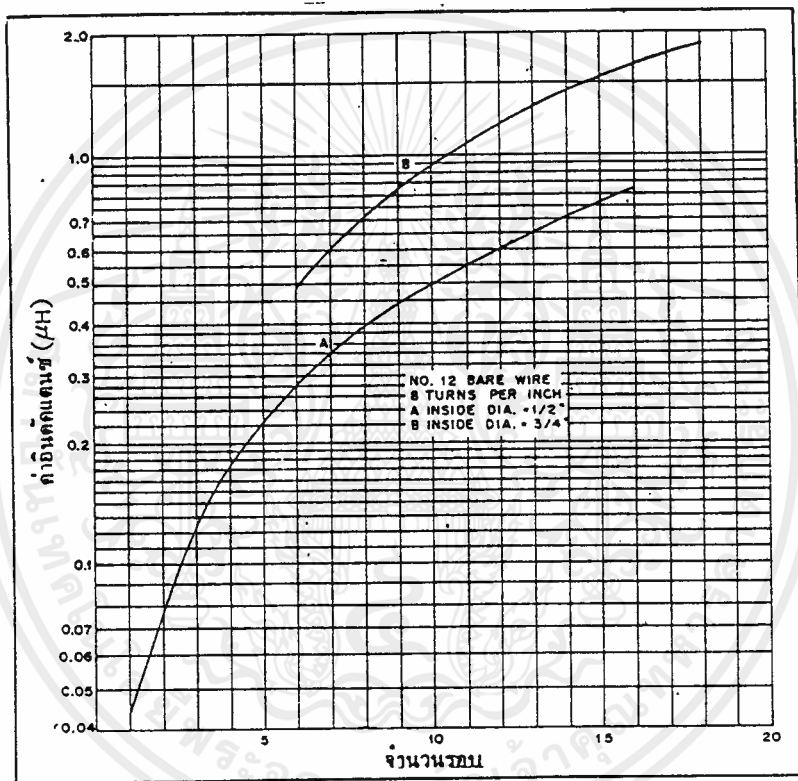


รูปที่ 3.1.3a แสดงความหมายของ a และ b

ศูนย์กลาง (D) ของแกนที่จะใช้ ไปยังค่า L ที่ต้องการ ลากเส้นเลยไปจนถึงแกนร่วม ขึ้นที่สองลากเส้นตรงจากค่า K ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างเส้นผ่าศูนย์กลางและความยาวของการพัน ลากไปตัดกับเส้นแรกที่แกนร่วม แล้วลากไปตัดแกน n ก็จะได้ค่าจำนวนที่ต้องพันได้จากแกน n นี้ตามตัวอย่างในโนโมกราฟแสดงว่าถ้ากำหนดเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน (2a) เป็น 1 นิ้ว ความยาวของการพัน (b) เป็น 1.5 นิ้ว และต้องการค่า L เป็น 32mH จะต้องพันประมาณ 49 รอบ

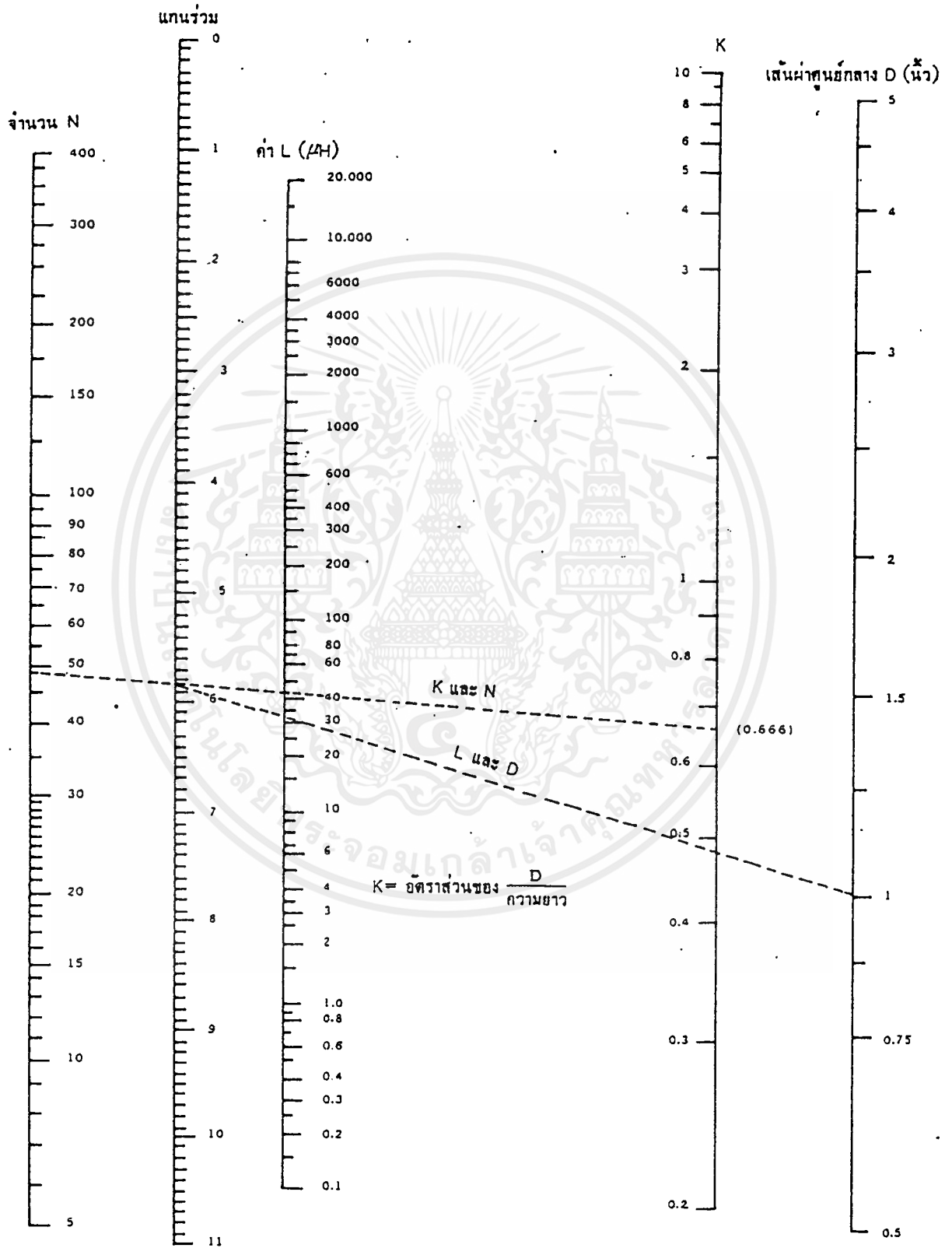
หลังจากที่รู้จำนวนรอบแล้วสิ่งต่อไปก็คือจะต้องหาว่าควรใช้ลวด (เบอร์) ขดลวดคือต้องดูว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดที่ใช้ใหญ่มากจนไม่สามารถพันจำนวนรอบที่ต้องการลงบนแกนเสียก่อนแล้วจึงดูช่องที่ 4 ในตารางที่ 1 หาเบอร์ลวดในมาตรฐาน

ที่ต้องการ (ในเมืองไทยเบอร์ลวดเคลือบน้ำยามักนิยมใช้มาตรฐาน SWG) ที่สามารถ
พันได้จำนวนรอบ/นิ้วมากกว่าที่ต้องการ แต่ถ้ามากเกินไปขนาดเส้นลวดอาจเล็กเกิน
ไปจนค่าความต้านทานของลวดอาจทำให้ค่า Q ของขดลวดลดน้อยลง



รูปที่ 3.1.3b แสดงผลการวัดค่าอินดักแตนซ์ของขดลวดเมื่อใช้ลวด
เบอร์ 12 AWG พันถี่ 8 รอบต่อนิ้ว โดยเส้นผ่าศูนย์กลางภายในของ
เส้น A = 1/2 นิ้ว และของเส้น B = 3/4 นิ้ว

โมโมกราฟหาค่า L สำหรับการพันชั้นเดียวบนแกนอากาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงคุณสมบัติของลวดเคลือบนิยมาเบอร์ต่าง ๆ

เบอร์ลวด AWG	เบอร์ลวด SWG ที่ใกล้เคียง	เส้นผ่าศูนย์กลาง (มม.)	จำนวนรอบ/นิ้ว	จำนวนรอบ ต่อ ค.ร. นิ้ว	ค่า $\Omega/1000$ ฟุต ที่ 25 °ซ
1	1	7.348	-	-	0.1264
2	3	6.544	-	-	0.1593
3	4	5.827	-	-	0.2009
4	5	5.189	-	-	0.2533
5	7	4.621	-	-	0.3195
6	8	4.115	-	-	0.4028
7	9	3.665	-	-	0.5080
8	10	3.264	7.6	57	0.6405
9	11	2.906	8.6	72	0.8077
10	12	2.588	9.6	90	1.018
11	13	2.305	10.7	113	1.284
12	14	2.053	12.0	141	1.619
13	15	1.828	13.5	177	2.042
14	16	1.628	15.0	221	2.575
15	17	1.450	16.8	277	3.247
16	18	1.291	18.9	348	4.094
17	18	1.150	21.2	437	5.163
18	19	1.024	23.6	548	6.510
19	20	0.912	26.4	681	8.210
20	21	0.812	29.4	852	10.35
21	22	0.723	33.1	1065	13.05
22	23	0.644	37.0	1340	16.46
23	24	0.573	41.3	1665	20.76
24	25	0.511	46.3	2100	26.17
25	26	0.455	51.7	2630	33.00
26	27	0.405	58.0	3320	41.62
27	29	0.361	64.9	4145	52.48
28	30	0.321	72.7	5250	66.17
29	31	0.286	81.6	6510	83.44
30	33	0.255	90.5	8175	105.2
31	34	0.227	101	10,200	132.7
32	36	0.202	113	12,650	167.3
33	37	0.180	127	16,200	211.0
34	38	0.160	143	19,950	266.0
35	38-39	0.143	158	25,000	335
36	39-40	0.127	175	31,700	423
37	41	0.113	198	39,600	533
38	42	0.101	224	49,100	673
39	43	0.090	248	62,600	848
40	44	0.080	282	77,600	1070

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 3.1.3b แสดงค่าอินดักแตนซ์ที่ได้จากการวัดขดลวดซึ่งใช้ในงานย่านความถี่ VHF เพื่อใช้เป็นแนวทางเปรียบเทียบในการพันจริง ๆ เส้นกราฟในรูปมี 2 เส้น คือเส้น A และเส้น B เส้น A เป็นของขดลวดที่พันโดยมีเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน 1/2 นิ้ว ส่วน B เป็นของขดลวดที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางของแกน 3/4 นิ้ว ลวดที่ใช้ในกราฟทั้ง 2 เส้น คือลวดเบอร์ 12 AWG พัน 8 รอบต่อนิ้ว (ระยะห่าง 1/8 นิ้ว ระหว่างจุดกลางของลวดที่อยู่ถัดไป) ค่าอินดักแตนซ์ที่เกิดจากปลายลวดที่ยาว 1/2 นิ้ว คำนวณแล้ว

การคำนวณหาค่า L โดยมี parameter ดังนี้

ใช้ MV 2103 มีค่า Diode capacitance = 10 pF

cs ค่าอินพุท capacitance ของ MC 1648 มีค่า 6 pF

c ค่า c ที่ต่อ Tank network

จากสูตร

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(cd+cs+c)}}$$

$$70\text{MHz} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(10+10+6)\text{PF}}}$$

หาค่า L = ?

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 (10+10+6) \times 10^{-12}}$$

$$= 0.19 \times 10^{-8} \text{ H}$$

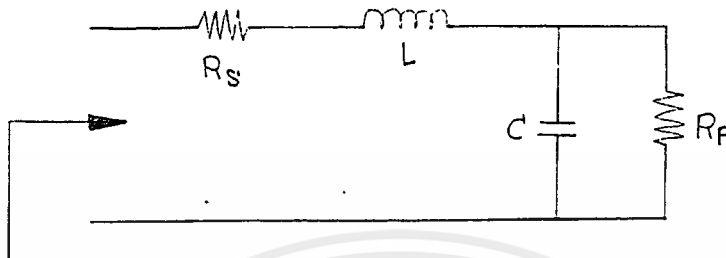
ดังนั้นค่า L ที่ใช้จริงประมาณ $0.1 \times 10^{-8} \text{ H}$

วิธีการพันขดลวดให้ได้ค่า L ที่ออกแบบ

สมมติต้องการพันขดลวดให้ได้ค่า $0.19 \times 10^{-8} \text{ H}$ โดยแกนที่ใช้มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.3125 นิ้ว พ้นขดลวด 0.5 นิ้ว จะต้องพันกี่รอบ เวลาพันจริงก็พัน 7 รอบ เนื่องจากการพันทั้งหมดยาว 0.5 นิ้ว ดังนั้นจำนวนรอบต่อนิ้ว เท่ากับ 14.12 รอบต่อนิ้ว ฉะนั้นต้องเลือกใช้ลวด AWG 10 หรือ SWG 16.

3.2 การออกแบบ FILTERS

3.2.1 การออกแบบวงจร phase shift 90 องศา



รูป 3.2.1a

จากรูปจะได้

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{R_p \cdot V_{in}}{CR_p(S+1/R_pC)} \\
 &= \frac{R_p + R_s + sL}{CR_p(S+1/R_pC)} V_{in} \\
 &= \frac{V_{in}}{1 + sCR_s + s^2LC + \frac{sL}{R_pC}} \\
 &= \left[\frac{R_p}{R_s + R_p} \right] \left[\frac{1 + R_s}{R_p} \right] \frac{V_{in}}{LC}
 \end{aligned}$$

$$s^2 + s(1/R_pC + R_s/L) + (1 + R_s/R_p)1/LC$$

$$\omega_c^2 = (1 + R_s/R_p)1/LC \tag{3.2.1-1}$$

$$\sqrt{2}\omega_c = (1/R_pC + R_s/L) \tag{3.2.1-2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

General form of Low pass filter. following

$$H(S) = \frac{W_c^2}{S^2 + S\sqrt{2W_c} + W_c^2}$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{-[\omega/W_c]^2 + 1 + j\sqrt{2}[\omega/W_c]}$$

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{[1-(\omega/W_c)^2]^2 + 2(\omega/W_c)^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/W_c)^4}}$$

ดังนั้นหามุมจะได้

$$\theta(\omega) = -\tan^{-1} \left[\frac{\sqrt{2}\omega/W_c}{1-(\omega/W_c)^2} \right]$$

ถ้า $\omega = W_c$ จะได้ $\theta = 90$ องศา

$$\theta(\omega) = -\tan^{-1}(\alpha)$$

$$= -\pi/2$$

ตัวอย่าง จากรูป 3.1.4a กำหนดให้ $R_p=16.07 \text{ ohm.}$, $R_s=47 \text{ ohm.}$,
 $f_o=70 \text{ MHz.}$

Solution จากสมการ (3.2.1-1) ถ้า phase shift 90 องศา
ดังนั้น $f_o = f_c$

$$W_o^2 = \left[1 + \frac{R_s}{R_p} \right] \frac{1}{LC}$$

$$= \left[1 + \frac{47}{16.07} \right] \frac{1}{LC}$$

$$= \frac{3.9}{LC}$$

$$C = \frac{3.9}{LW_o^2}$$

และจากสมการ (3.2.1-2) จะได้

$$\sqrt{2W_o} = \frac{R_s + W_o^2 L}{L}$$

$$\frac{W_o^2 L + R_s}{L} - \sqrt{2W_o} = 0$$

$$L = \frac{\sqrt{2W_o} + \sqrt{2W_o^2 - 4W_o^2 R_s \setminus 3.9R_p}}{2W_o^2 \setminus 3.9R_p}$$

$$= \frac{31.34(\sqrt{2} W_o + jW_o)}{W_o}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L = \frac{44.32 \pm j31.34}{\omega}$$

คิดเครื่องหมายบวก (sign plus)

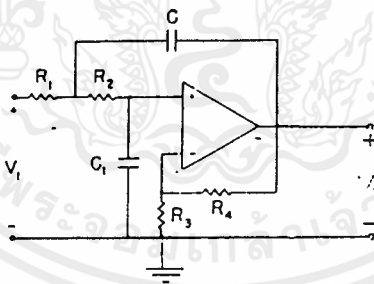
$$L = \frac{54.28 \angle 35.26}{\omega_c}$$

$$= 0.123 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{3.9}{123 \times 10^{-3} (2\pi \times 70 \times 10^3)^2}$$

$$= 164 \text{ pF}$$

3.2.2 การออกแบบ LOW-PASS FILTERS



รูป 3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ VCVS ลำดับสอง

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{K}{s^2 + as + b}$$

(3.2.2-1)

$$K = \frac{\mu}{R_1 R_2 C C_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a = \frac{1}{R_2 C_1} (1-\mu) + \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C} \quad (3.2.2-2)$$

$$b = \frac{1}{R_1 R_2 C C_1}$$

$$\mu = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

แต่ในทางปฏิบัติเพื่อความสะดวกและง่ายในการออกแบบเราจะใช้กราฟ
ตัวอย่าง จงออกแบบวงจร LOW-PASS FILTERS ที่มี CUTOFF FREQUENCY (f_c)
 40 KHz

Solution ที่ $f_c = 40$ KHz เรากำหนดให้ $C = C_1 = 0.001 \mu F$

เราจะได้ K PARAMETER = 2.5

ที่ K PARAMETER = 2.5 เรากำหนดให้ GAIN = 2 (สามารถเลือก
 ค่าได้) เราจะได้ค่า

$$R_1 = 2.8 \text{ K}$$

$$R_2 = 5.6 \text{ K}$$

$$R_3 = R_4 = 14 \text{ K}$$

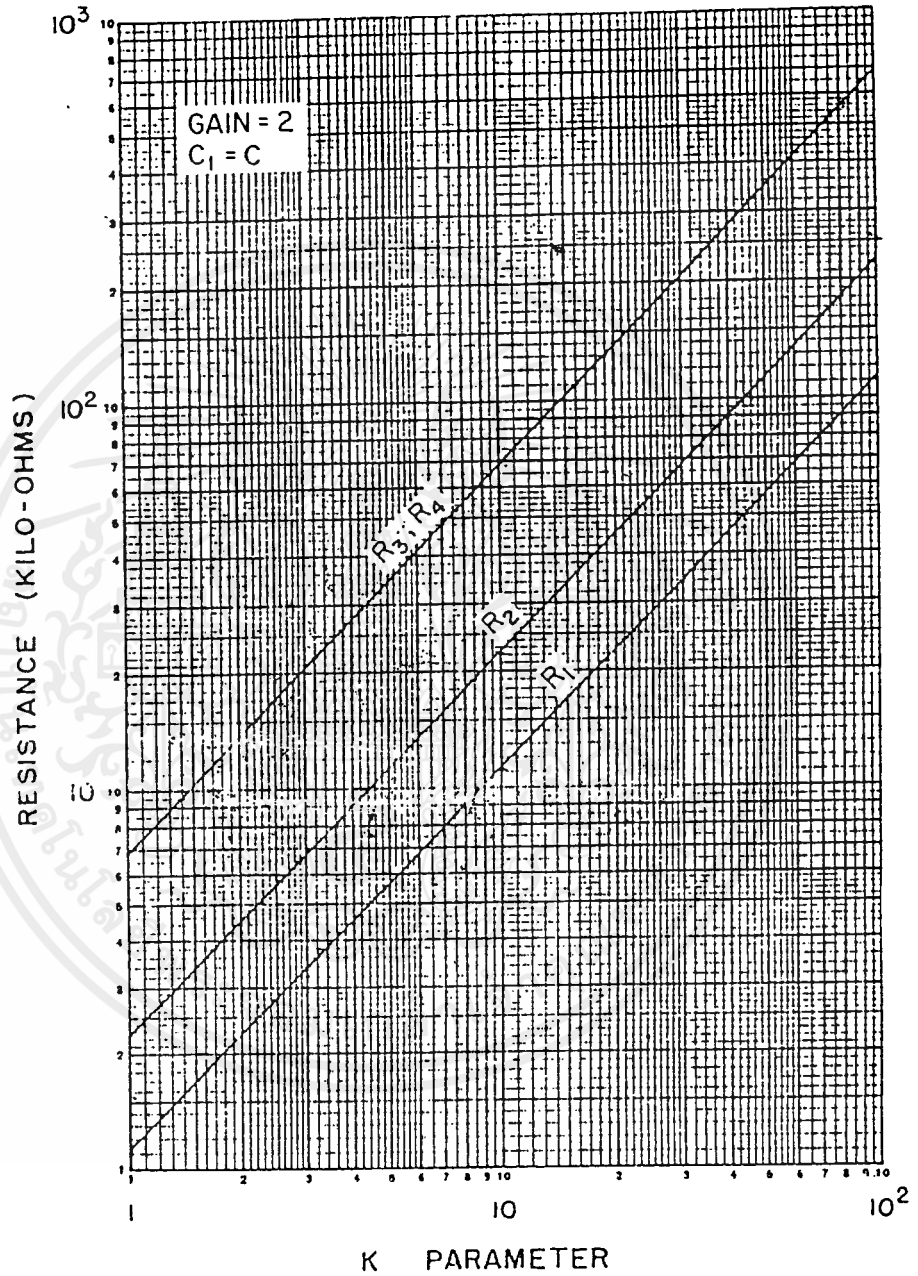
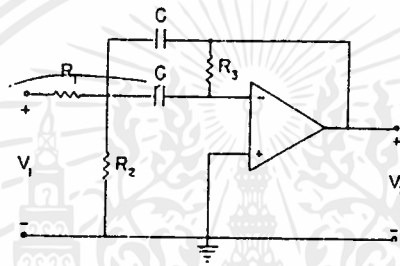


Fig.3.2.2(b) Second-order low-pass Butterworth filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมให้เป็นสัญญาณซายน์

เราจะใช้วงจร filter แบบ band pass filter ชนิด Multiple Feed Back (MFB) ซึ่งมีคุณลักษณะให้ค่า Q สูงกว่าแบบ VCVS วงจร MFB แบบ band pass filter ที่ใช้ดังแสดงในรูปที่ 3.2.3a



รูปที่ 3.2.3 วงจร band pass filter แบบ MFB

ค่า Transfer function ของวงจรรูปที่ 3.2.3 โดยทั่วไปเขียนได้ว่า

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-(G/Q)W_o S}{S^2 + (W_o/Q)S + W_o^2} \quad (3.2.3-1)$$

$$= \frac{-(1/R_1 C_2)S}{S^2 + (C_1 + C_2)(R_3 C_1 C_2)S + 1(R_3 C_1 C_2)[1/R_1 + 1/R_2]} \quad (3.2.3-2)$$

โดยการเทียบ ส.ป.ส. (3.2.3-2) กับ (3.2.3-1) จะได้ว่า

$$\frac{GW_o}{Q} = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (3.2.3-3)$$

$$\frac{W_o}{Q} = \frac{C_1 + C_2}{R_3 C_1 C_2} \quad (3.2.3-4)$$

และ $W_o^2 = \frac{1}{R_1^2 C_1^2} (1/R_1 + 1/R_2)$ (3.2.3-5)

หรือ $f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1^2 C_1^2 (1/R_1 + 1/R_2)}}$ (3.2.3-6)

จากสมการที่ (3.2.3-3) และ (3.2.3-4) จะได้ว่าอัตราขยายของวงจรคือ

$G = \frac{R_3}{R_1} [(C_1) \setminus (C_1 + C_2)]$ (3.2.3-7)

จากสมการ (3.2.3-6) ถ้ากำหนดให้ $R_1 \gg R_2$ และ $C_1 = C_2$ แล้วสมการ (3.2.3-6) จะมีค่า

$f_o = \frac{1}{2\pi R_1 \sqrt{2} C}$ (3.2.3-8)

และค่า $Q = (1/2) \sqrt{(R_3 \setminus R_2)}$

แต่ในทางปฏิบัติเพื่อความสะดวกและง่ายในการออกแบบเราจะใช้กราฟ

ตัวอย่าง จงออกแบบวงจรแปลงสัญญาณสี่เหลี่ยมให้เป็นสัญญาณซายน์ ที่มี CUT OFF FREQUENCY (f_c) 20 KHz

Solution ที่ $f_c = 20$ KHz เรากำหนดให้ $C = C_1 = 0.001 \mu F$

เราจะได้ K PARAMETER = 5

ที่ K PARAMETER = 5 เรากำหนดให้ GAIN = 2 และ Q = 10

(สามารถเลือกค่าได้) เราจะได้ค่า

$R_1 = 38.5$ K

$R_2 = 40$ K

$R_3 = 110$ K

หมายเหตุ R_2 สามารถปรับแต่งรูปคลื่นให้สวยงามควรใช้ R ปรับค่าประมาณ 50k

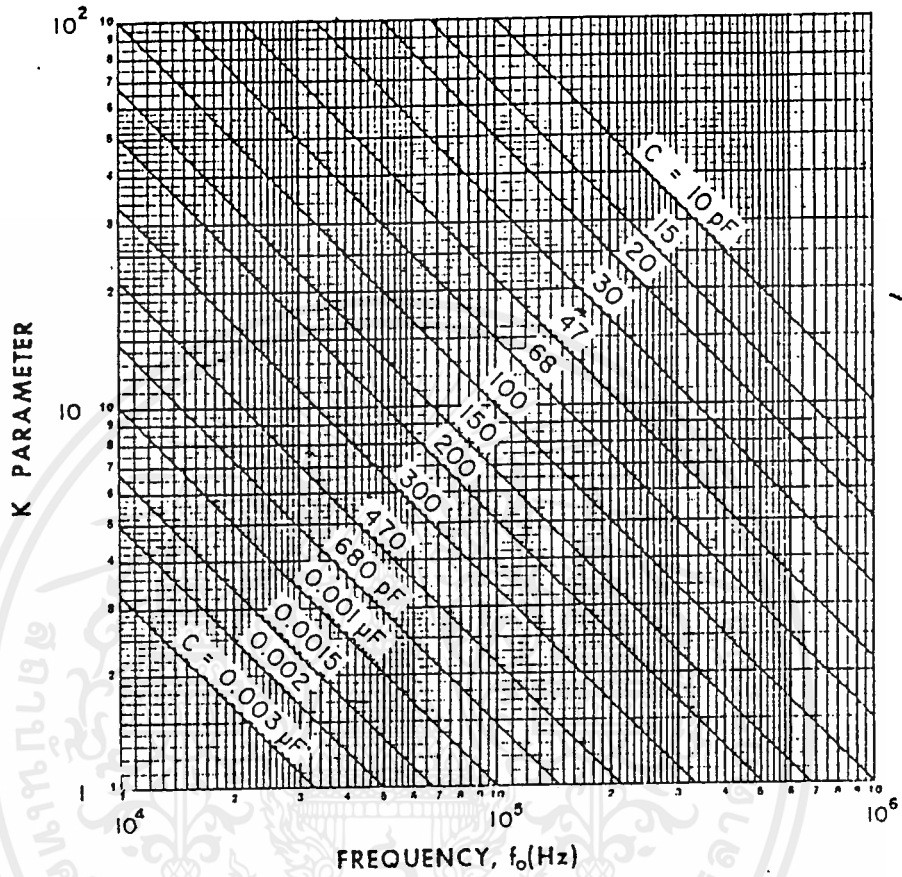


Fig. 9.2.3 (a) K parameter versus frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

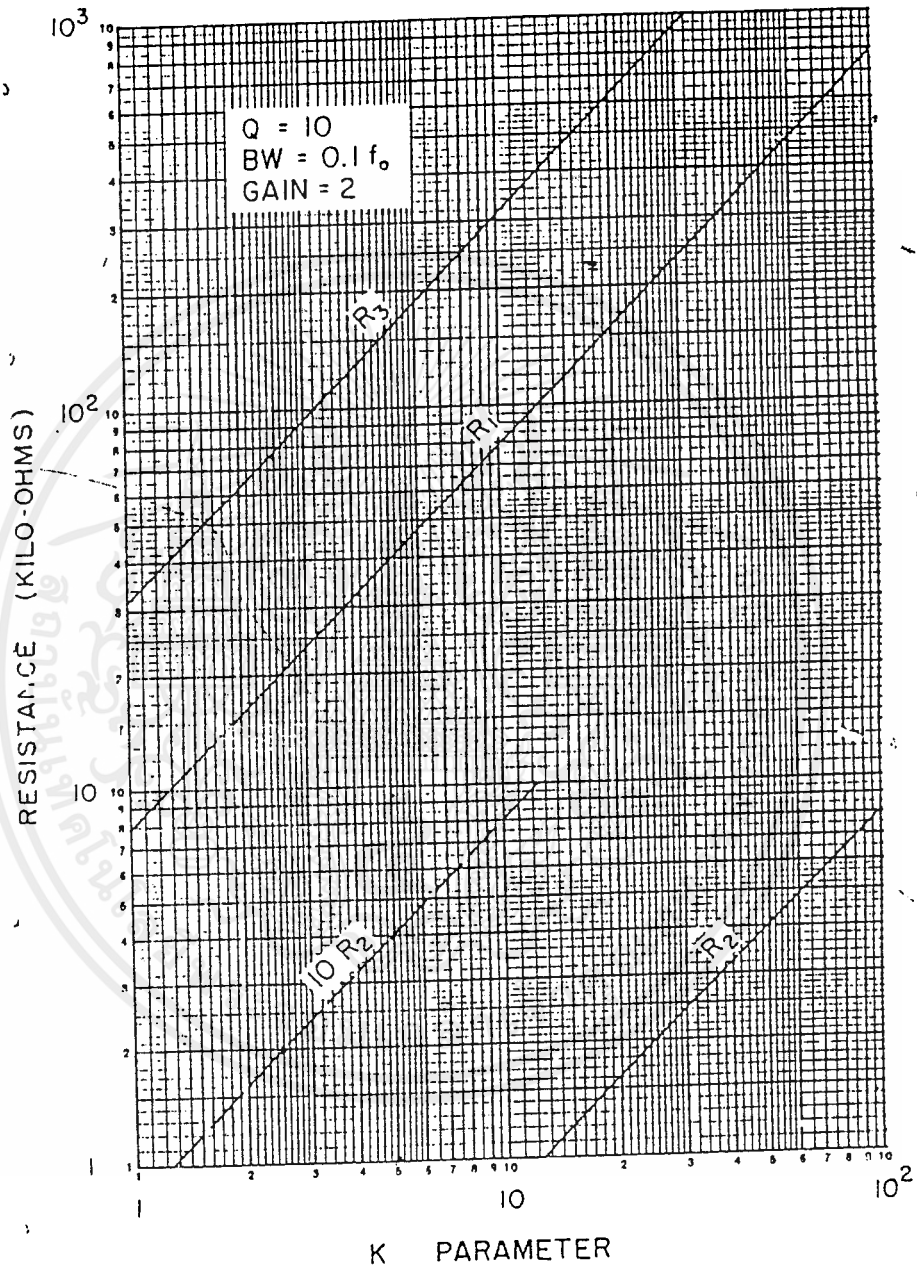


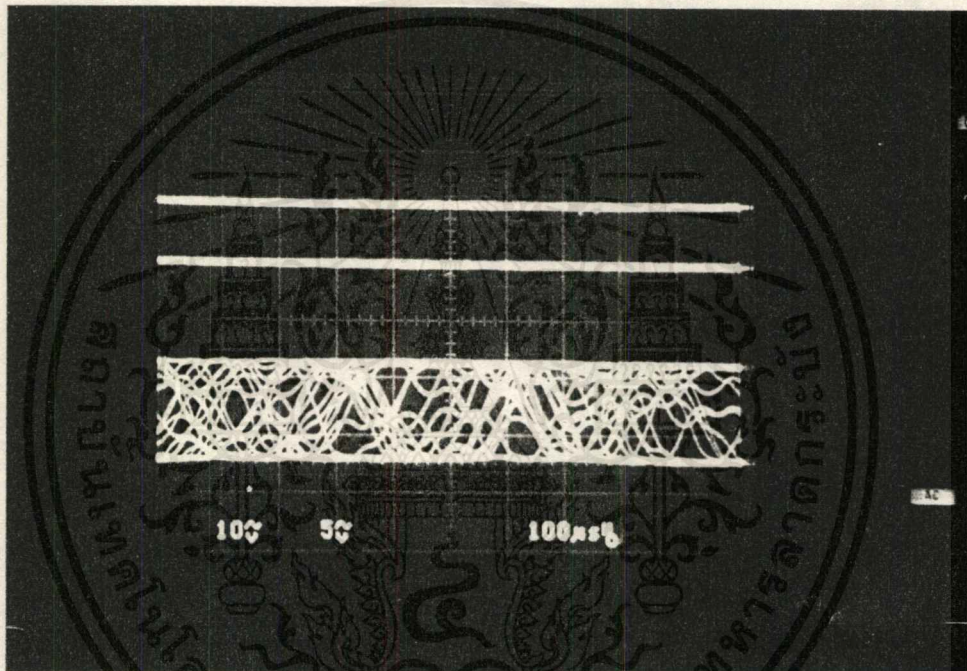
Fig. 3.2.3(b) Multiple-feedback band-pass filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

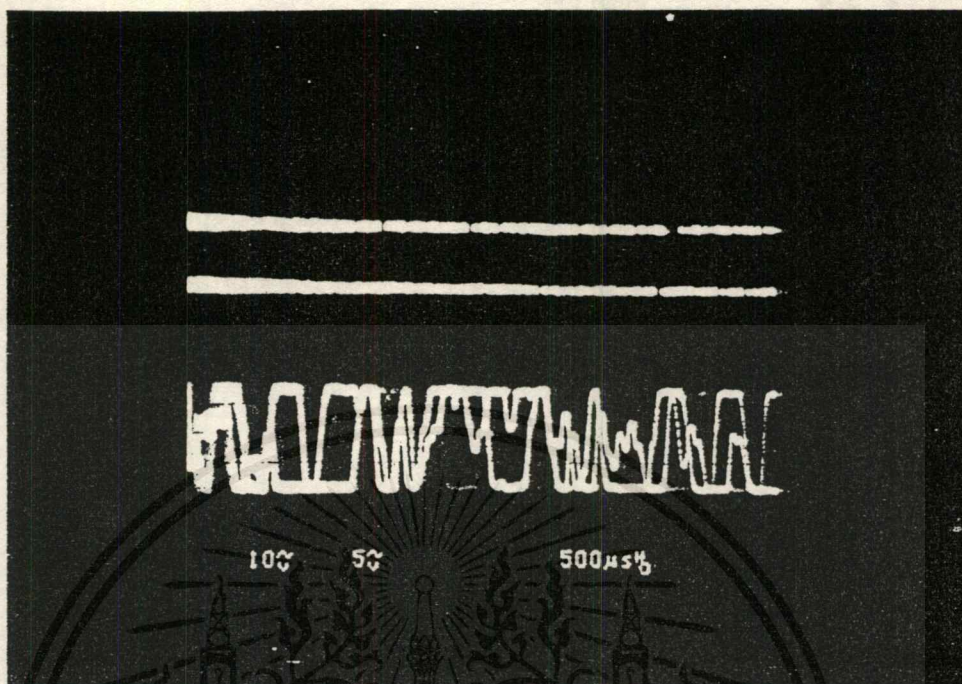
การทดลองและสรุปผลการทดลอง

ในการทดลองจะใช้ DATA SOURCE และ BIT FORMAT เป็นตัวป้อนสัญญาณ โดยใช้สัญญาณ PRBS (PSEUDO RANDOM BINARY DATA SOURCE) แล้วทำการเข้ารหัส NRZ-L แสดงดังรูปที่ 4.1

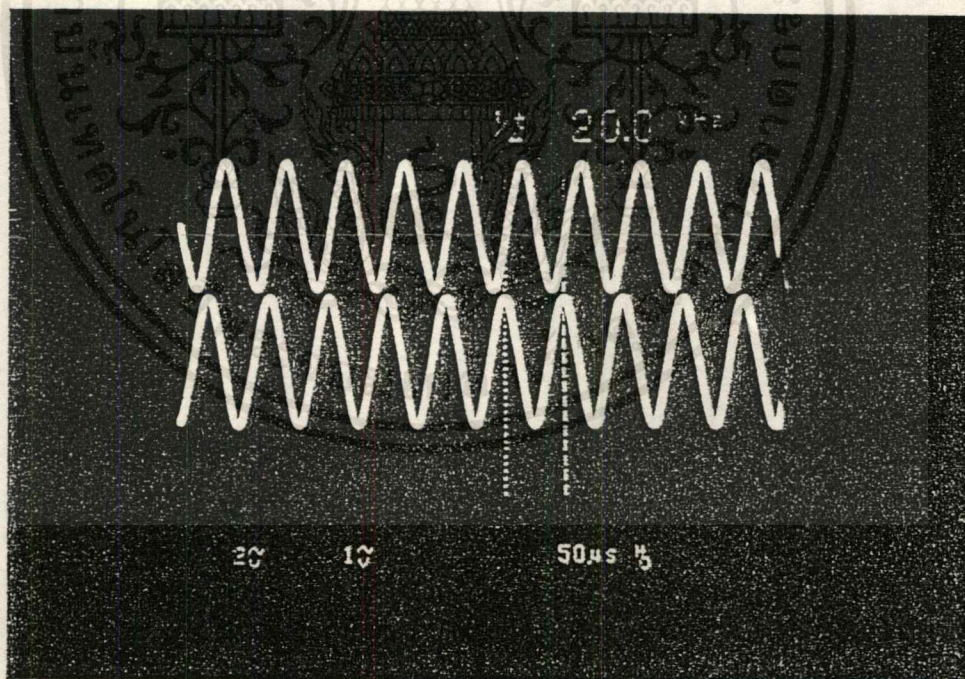


รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของสัญญาณ PRBS

ในการ Modulate ครั้งแรกโดยใช้ Balance Modulation ใช้ความถี่คลื่น PRBS มาทำเป็นความถี่ f_c มีวิธีการคือ แยกเป็นสัญญาณ I และ Q คือ บิตคู่ และ บิตคี่แล้วนำไปผ่าน Low pass filter มีลักษณะดังรูปที่ 4.2 แล้ว Modulate กับอัตราข้อมูล $f_b/4$ ที่ความ 20 KHz ซึ่งตรงนี้เป็นคุณลักษณะที่สำคัญ ของการเกิดสัญญาณ MSK วิธีการคือ นำเอา CLOCK ที่ 80 KHz และเป็น CLOCK อันเดียวกันที่นำมาทำการหาร 4 แล้วนำไปผ่าน band pass filter ได้เป็นสัญญาณ sine wave โดยมี PASE ต่างกัน 90 องศา คือที่ด้าน I เป็น cose และด้าน Q phase จะออกแบบให้ shift ไป 90 องศา คือมีลักษณะเป็น sine wave ดังรูปที่ 4.3



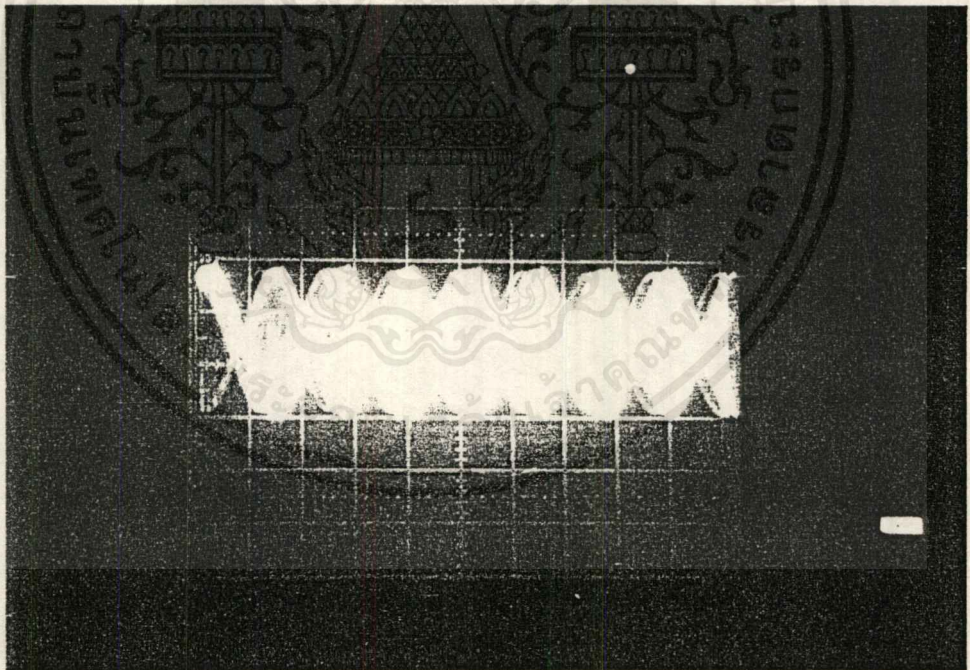
รูปที่ 4.2 สัญญาณ PRBS ที่ผ่าน Lowpass filter แล้ว



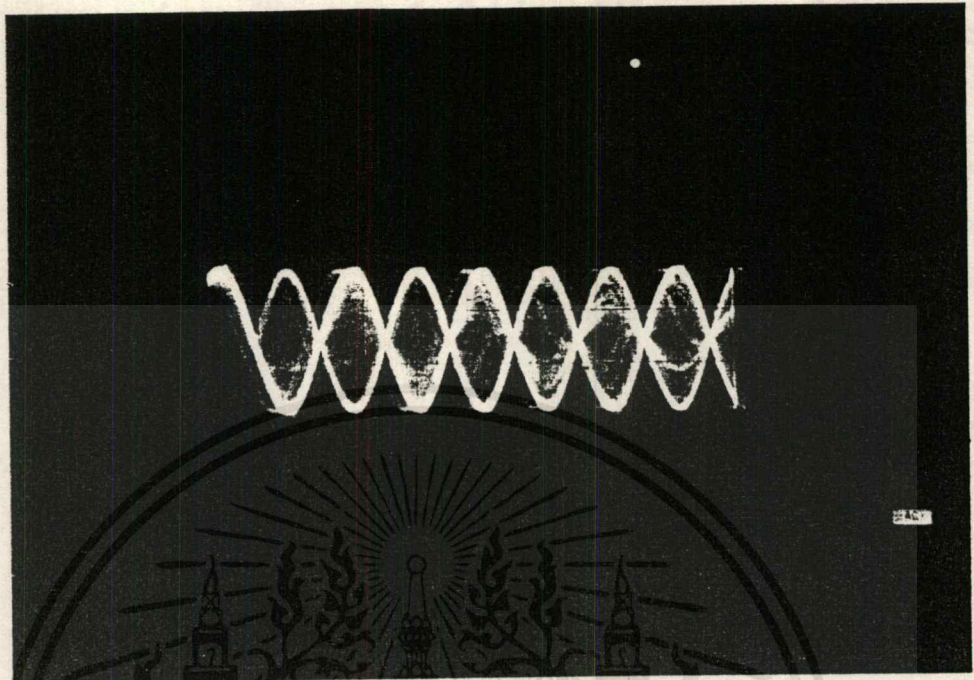
รูปที่ 4.3 สัญญาณ f_m ที่ความถี่ $f_c \setminus 4$ เปรียบเทียบกับสัญญาณ ที่ถูก shift ไป 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

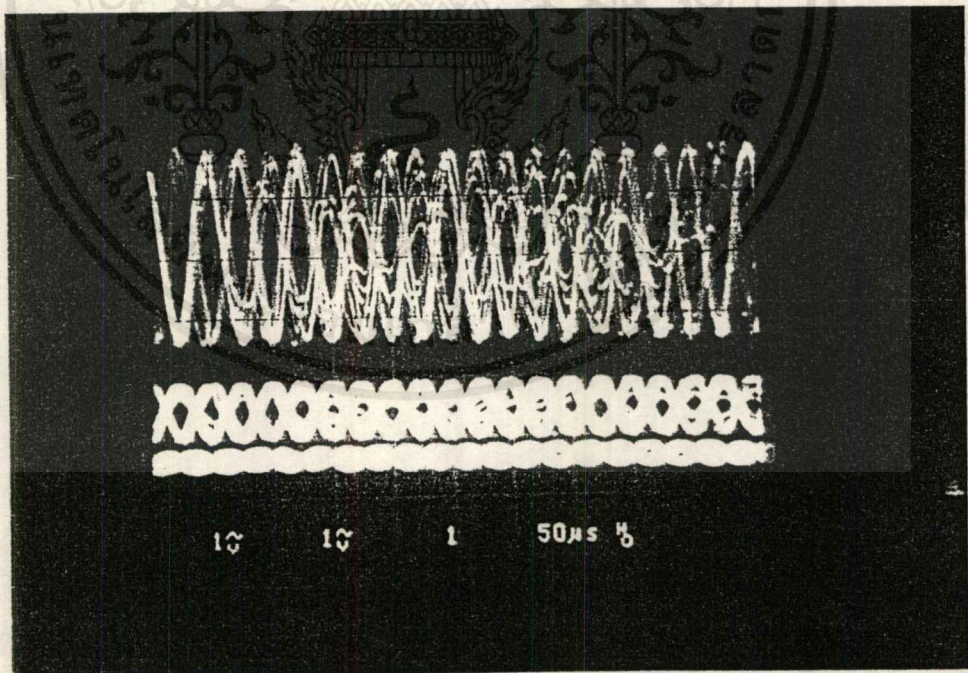
ตามรูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จาก balance modulator ที่ 4.4 (a) เป็นสัญญาณของ I และรูป 4.4 (b) เป็นสัญญาณของ Q ลักษณะสัญญาณที่ได้ ตรงนี้เป็นลักษณะของการ modulate แบบ MSK คือ f_m กับ f_c จะลงจุดกันพอดีที่จุดตัดแกน และสัญญาณ modulation ของ I และ Q จะเหลื่อมล้ำกัน 90 องศาพอดี และเมื่อนำมารวมกัน จะได้สัญญาณดังรูปที่ 4.4(c) คือขนาดจะต้องเท่ากันตลอดแต่ผลการทดลองมีแตกต่างกันบ้างเล็กน้อยเพราะมี Harmonic เข้ามาและความถี่ที่ได้ก็ขึ้นอยู่กับ phase ที่นำมารวมกันตามความหมายของ MSK ที่ภาครวมจะได้สัญญาณเป็น 2 ความถี่คือ f_1 และ f_2 แต่มีลักษณะ phase ที่ต่อเนื่องกัน และจากผลการทดลองจะแยกให้เป็นระหว่าง f_1 และ f_2 จะทำได้ยากเพราะใช้ PRBS มาเป็นตัวป้อนสัญญาณ



รูปที่ 4.4(a) สัญญาณ modulation ด้าน I



รูปที่ 4.4(b) สัญญาณ modulation ด้าน Q

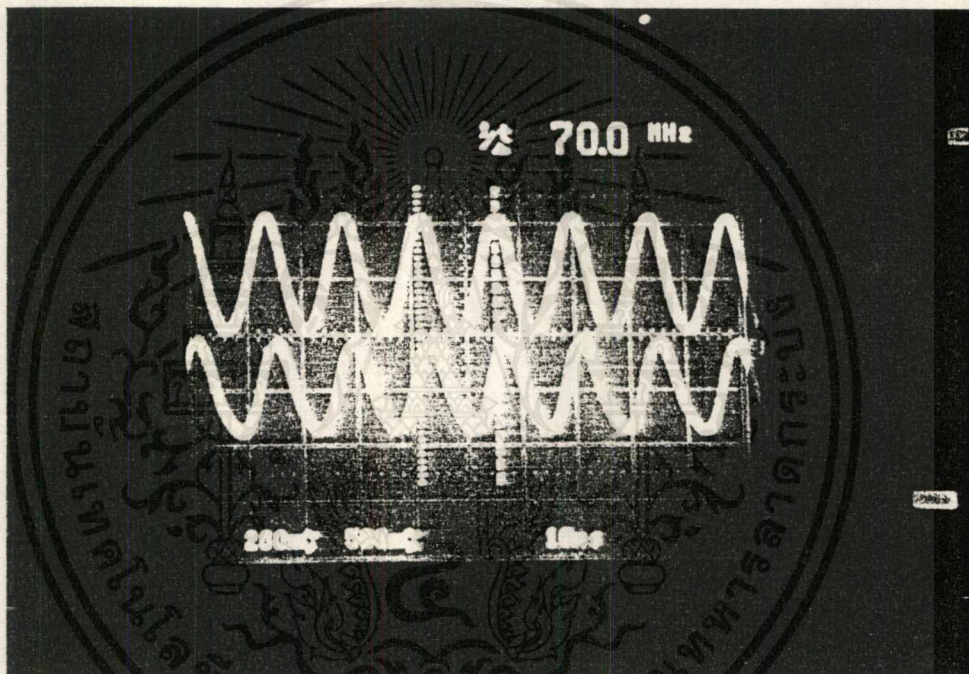


รูปที่ 4.4(c) สัญญาณ MSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวมาข้างต้นเป็นการทดลองถึงคุณลักษณะของการเกิดสัญญาณ MSK ใน การใช้งานจริง ๆ เมื่อแพร่กระจายส่งไป โดยใช้สายอากาศ ต้องนำสัญญาณ modulation ของ Q และ I มาผ่านวงจร mixer กับความถี่คลื่นพาห้ $f_c = 70 \text{ MHz}$ เพื่อให้ความถี่สูงขึ้น แล้วค่อยนำมารวมกัน

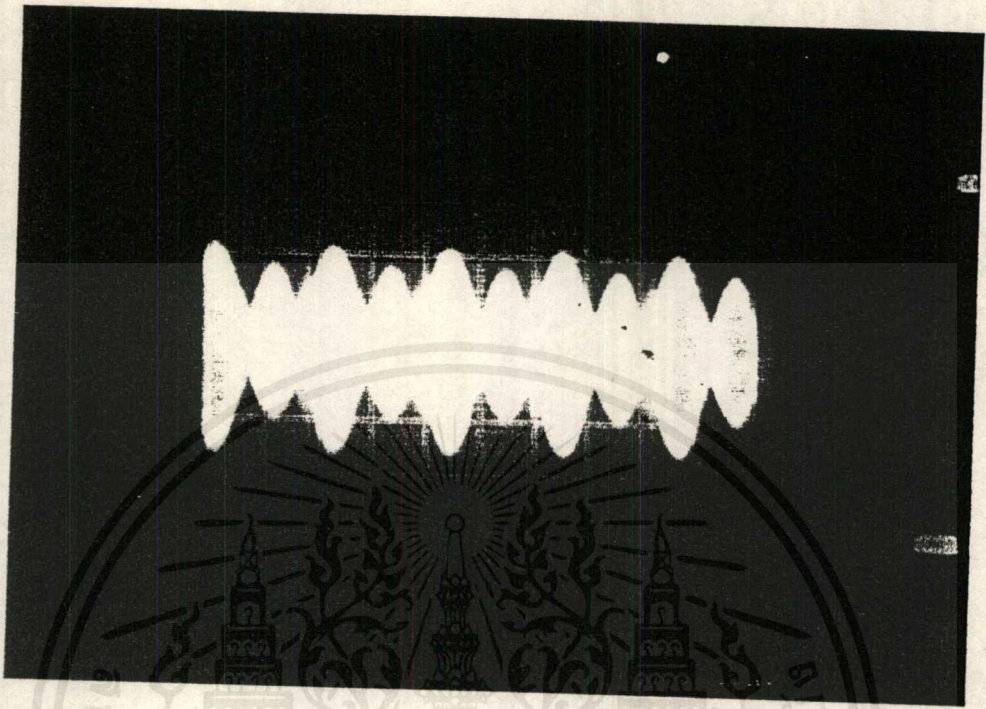
จากรูปที่ 4.5 เป็นสัญญาณจาก oscillator ที่มีความถี่ 70 MHz และสัญญาณ ที่ถูก shift ไป 90 องศา



รูปที่ 4.5

จากรูปที่ 4.5 เราใช้ IC MC 1648 ในตัวผลิตความถี่ 70 MHz และใช้วงจร lowpass filter ที่ความถี่ $\omega_c = \omega_0$ ซึ่งจะได้ phase shift ไป 90 องศาโดย ความถี่ยังคงเดิม คือ 70 MHz

รูปที่ 4.6 เป็นสัญญาณผ่าน balancemod โดยเราจะใช้ TFM-H ($50 \text{ KHz} - 12 \text{ GHz}$) เป็นตัว mod โดยที่วงจรภายใน IC เป็น diode (ดัง data sheet)



รูปที่ 4.6

ความถี่ที่ได้นี้ envelope จะมีความถี่ต่ำคือ 40 KH_z แต่ carrier จะมีความถี่ 70 MH_z สัญญาณที่ได้จะมีการสูญเสียสูงสุด 7.5 dB ที่ความถี่กลาง ๆ

รูปที่ 4.7 เป็นสัญญาณที่ เอ้าพท ที่ได้จากการใช้ spectrum จับที่ภาคสุดท้าย ซึ่งในวงจรก็คือ wide band amp โดยใช้ upc 1651 เป็นตัวขยายสัญญาณผลที่ได้ตรงกลางคือความถี่ $f_c = 70 \text{ MH}_z$ ตามหลักการปฏิบัติต้องทำให้ช่วงนี้หายไปจึงจะทำให้ spectrum ที่สมบูรณ์คือในทิศทาง sidelobe ด้านข้างสูงขึ้นทำให้รูปคลื่นเป็นลักษณะดังนี้ คือตามรูปที่ 4.7

กิตติกรรมประกาศ

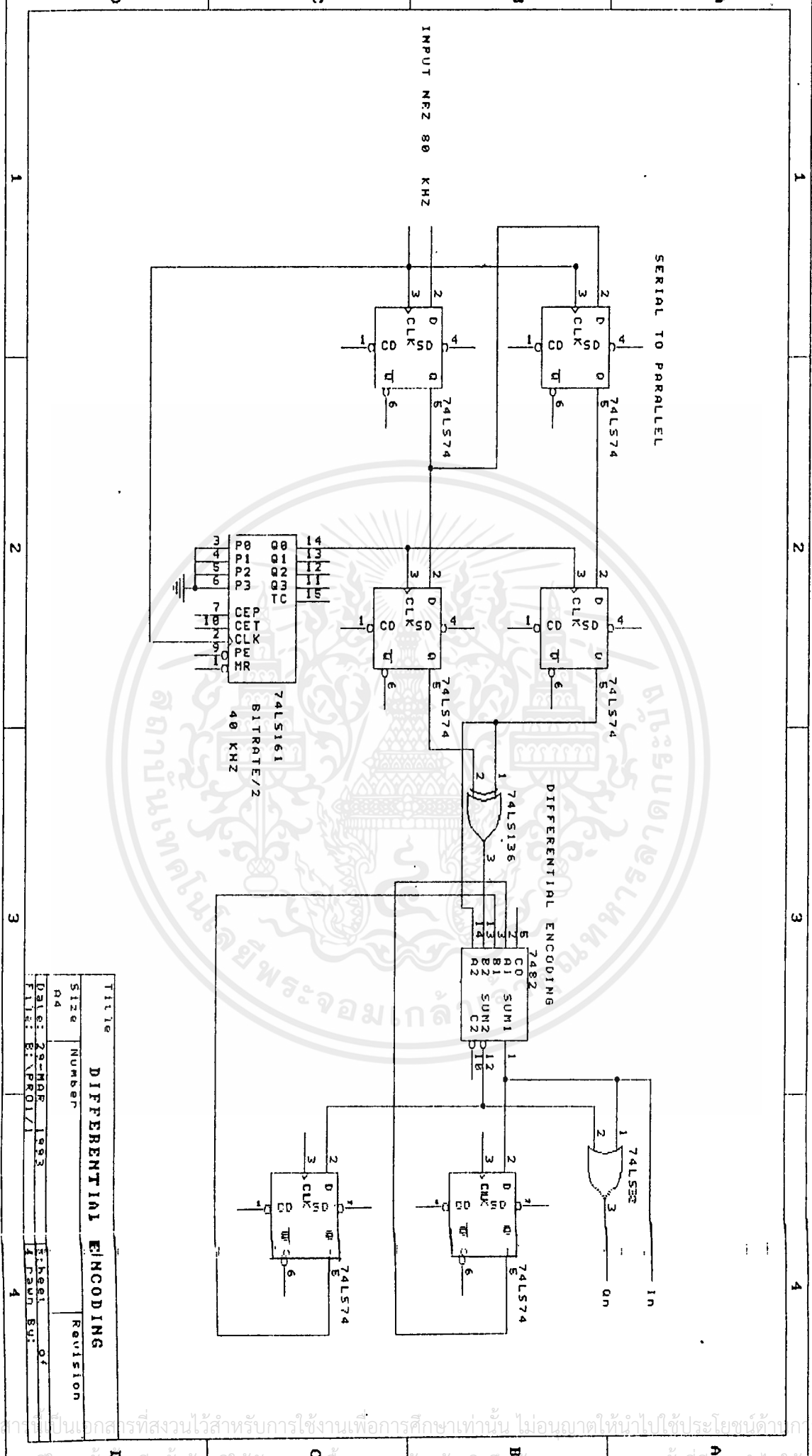
การทำปฏิญานี้ฉบับนี้ สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี กลุ่มผู้จัดทำ ขอขอบคุณ อาจารย์ ดลชัย สุขเจริญผล ที่เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และ ให้คำแนะนำ ในทฤษฎีต่างๆตลอดจนการให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือสำคัญต่างๆ ในการใช้ตรวจสอบการทำงานของระบบ และ ขอขอบคุณ อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ ในการให้คำแนะนำต่างๆและข้อมูลต่างๆที่ใช้กับงานชิ้นนี้



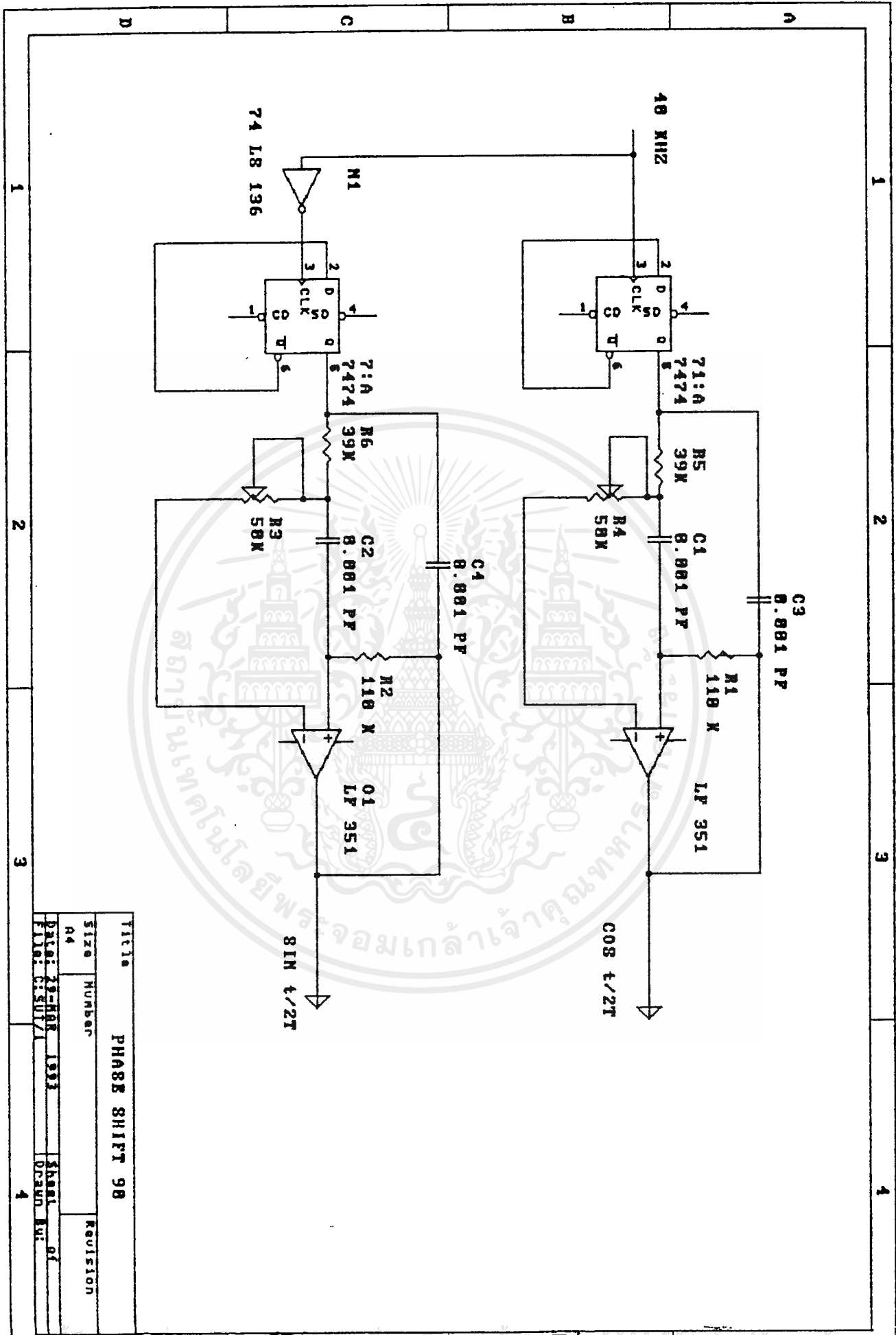
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



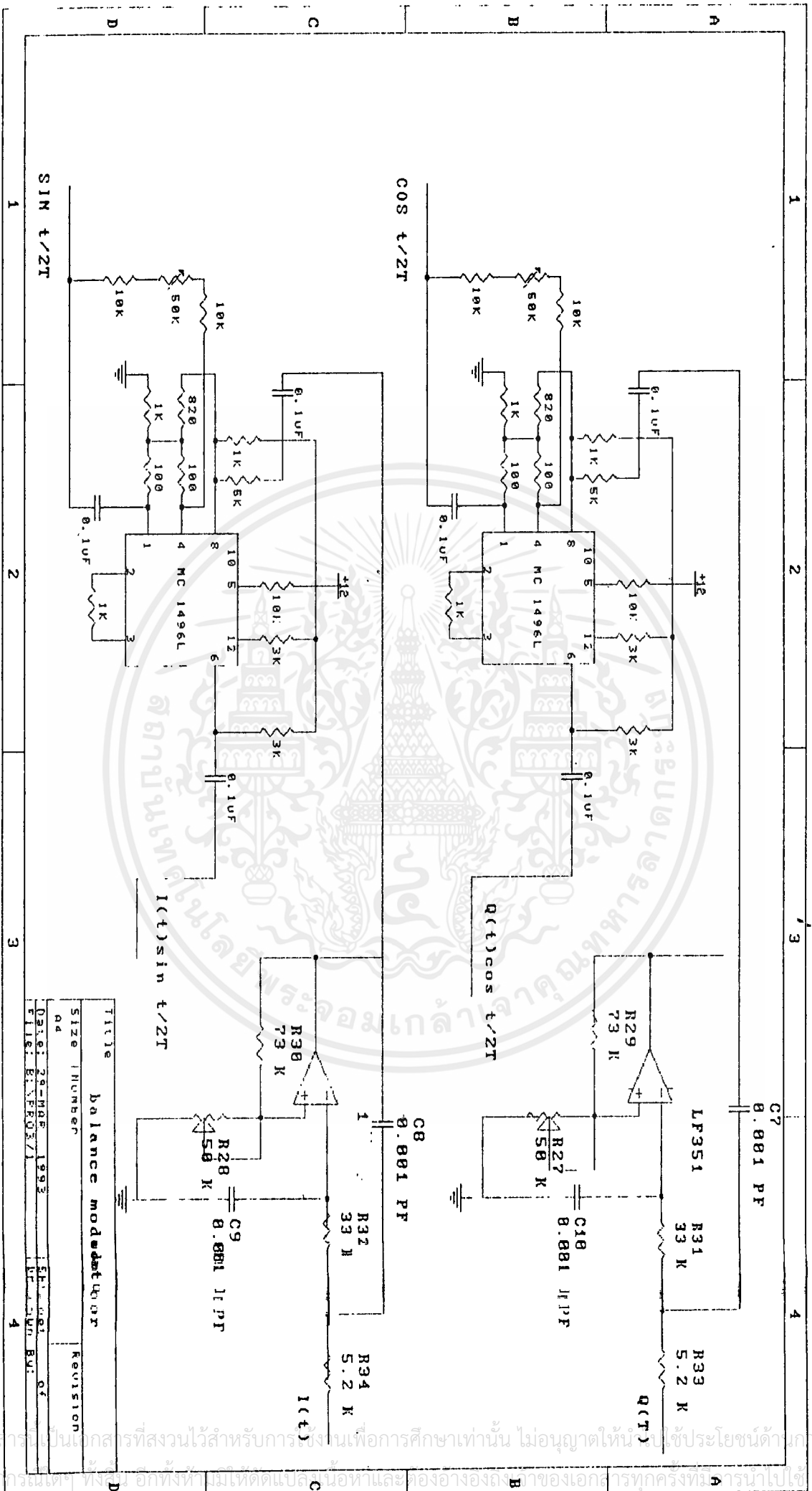
Title		DIFFERENTIAL ENCODING	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	29-MAR 1993	Sheet	1 of 1
File:	EXPRO1/1	Drawn	By:



Title		PHASE SHIFT 98	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	29-08-1993	Sheet	1 of 1
File:	C:511/71	Drawn	By: of

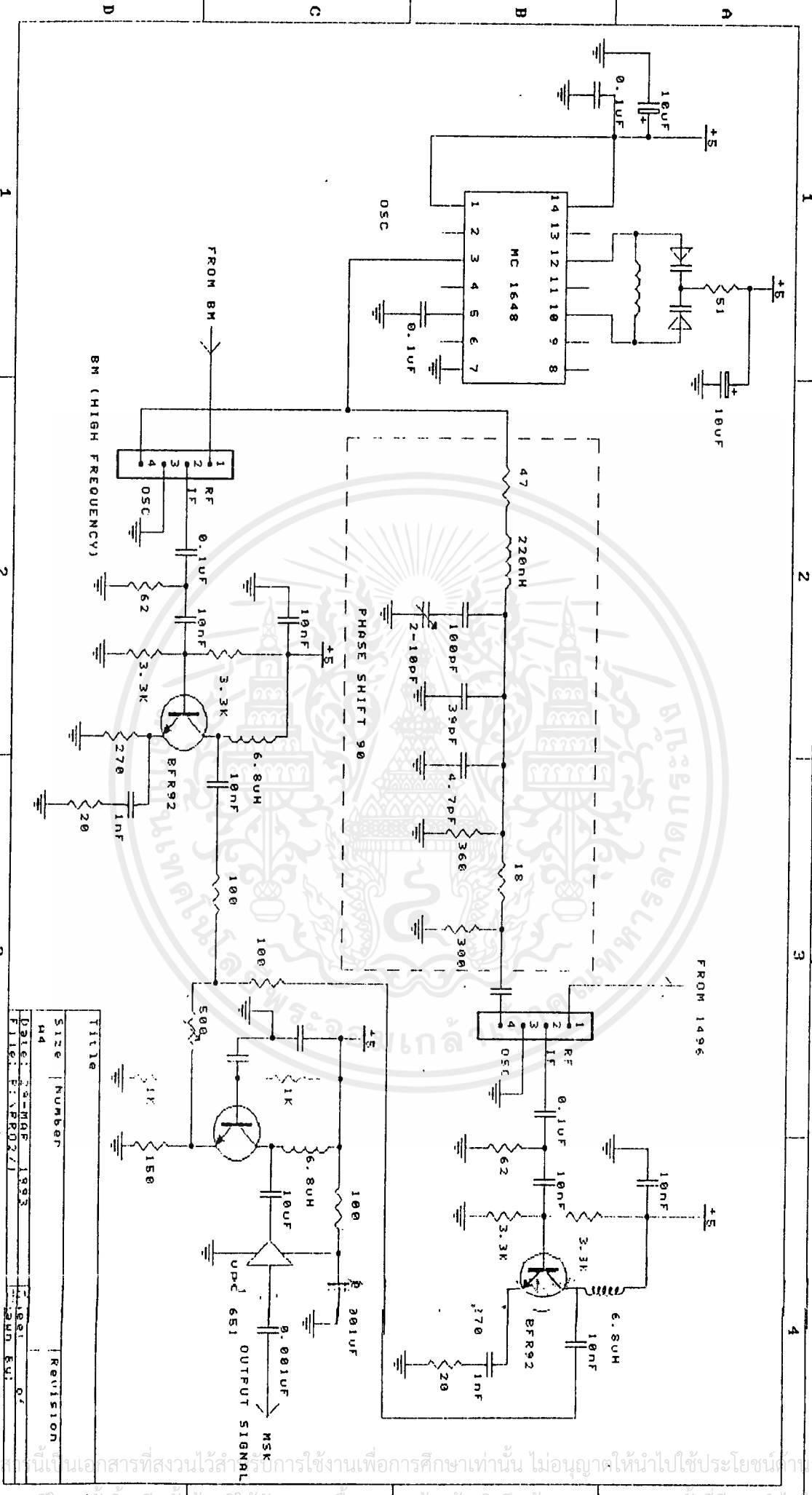
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปโดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	balance modulator
Size	11mm x 11mm
Ad	
Date	28-04-1993
File	ELC-FR03/1
Sheet No.	1 of 1
Revision	

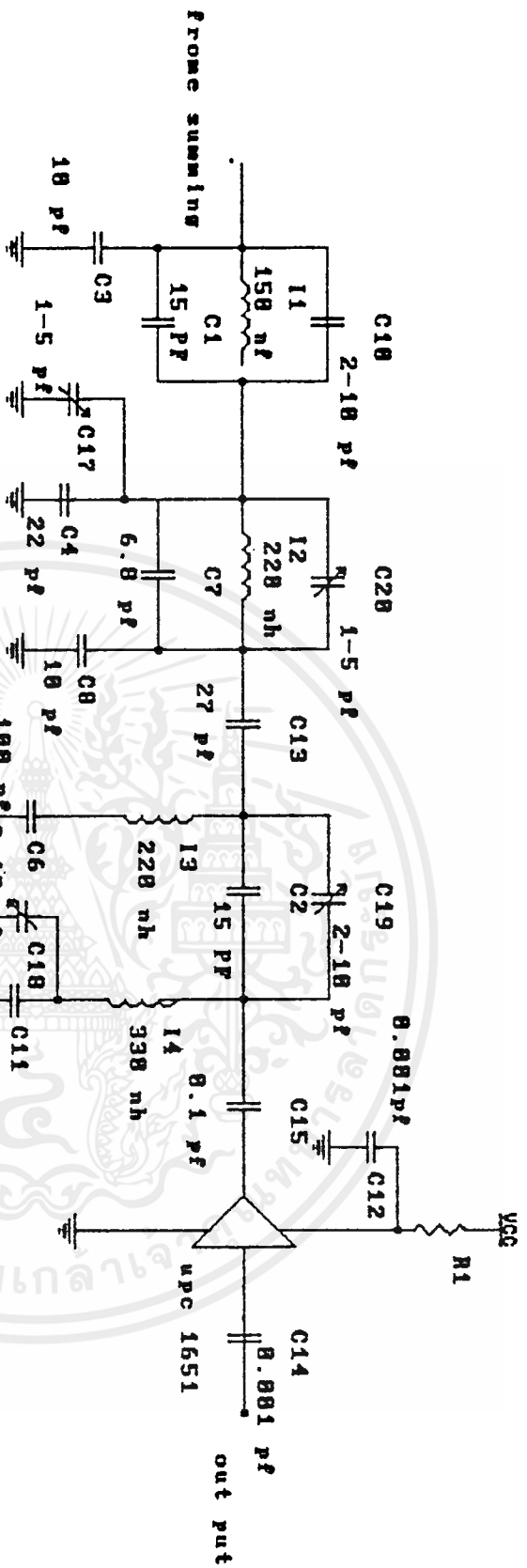
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้แก้ไขหรือดัดแปลงโดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางบริษัทฯ



Title	Size	Number	Revision
M4			

Date: 23-MAR-1993
 File: P:\VPR0271
 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไปด้วยได้ อนึ่ง การที่หน่วยงานนี้ให้ข้อมูลแก่หน่วยงานอื่นจะต้องแจ้งให้หน่วยงานเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		band pass filter	
Size	Number	Revision	
A4			
Date: 28-08-1993		Sheet No. of	
File: DOW/		Drawn by:	

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MC1648

VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR

The MC1648 requires an external parallel tank circuit consisting of the inductor (L) and capacitor (C).

A varactor diode may be incorporated into the tank circuit to provide a voltage variable input for the oscillator (VCO). The MC1648 was designed for use in the Motorola Phase-Locked Loop shown in Figure 9. This device may also be used in many other applications requiring a fixed or variable frequency clock source of high spectral purity. (See Figure 2.)

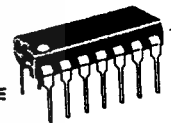
The MC1648 may be operated from a +5.0 Vdc supply or a -5.2 Vdc supply, depending upon system requirements.

Supply Voltage	Gnd Pins	Supply Pins
+5.0 Vdc	7, 8	1, 14
-5.2 Vdc	1, 14	7, 8

VOLTAGE-CONTROLLED OSCILLATOR

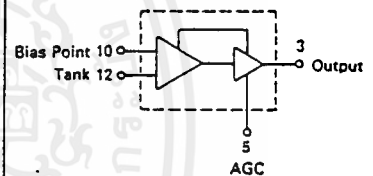


L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

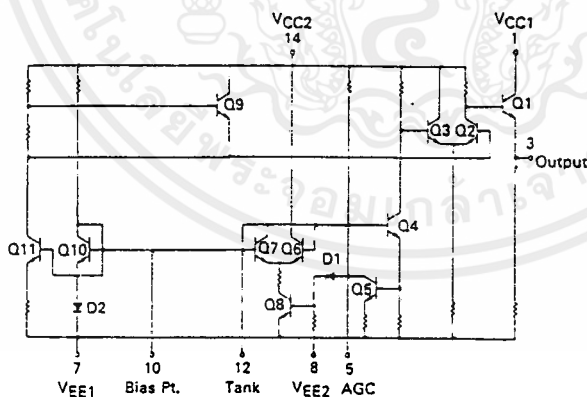
LOGIC DIAGRAM



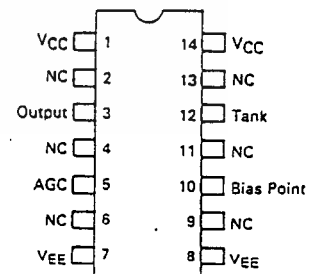
Input Capacitance = 5.0 pF typ
Maximum Series Resistance for L (External Inductance) = 50 Ω typ
Power Dissipation = 150 mW typ/pkg (+5.0 Vdc Supply)
Maximum Output Frequency = 225 MHz typ

VCC1 = Pin 1
VCC2 = Pin 14
VEE = Pin 7

FIGURE 1 — CIRCUIT SCHEMATIC



PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1648

TEST VOLTAGE/CURRENT VALUES				
@ Test Temperature	(Volts)			mA _{dc}
	V _{IHmax}	V _{ILmin}	V _{CC}	I _L
MC1648				
-30°C	+2.0	+1.5	5.0	-5.0
+25°C	+1.85	+1.35	5.0	-5.0
+85°C	+1.7	+1.2	5.0	-5.0

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

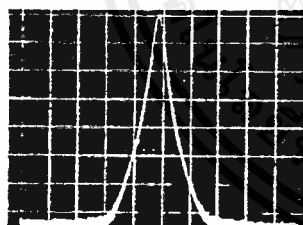
Supply Voltage = +5.0 Volts

Characteristic	Symbol	-30°C		+25°C		+85°C		Unit	Conditions
		Min	Max	Min	Max	Min	Max		
Power Supply Drain Current	I _E	—	—	—	41	—	—	mA _{dc}	Inputs and outputs open.
Logic "1" Output Voltage	V _{OH}	3.955	4.185	4.04	4.25	4.11	4.36	V _{dc}	V _{ILmin} to Pin 12, I _L @ Pin 3.
Logic "0" Output Voltage	V _{OL}	3.16	3.4	3.2	3.43	3.22	3.475	V _{dc}	V _{IHmax} to Pin 12, I _L @ Pin 3.
Bias Voltage	V _{Bias} *	1.6	1.9	1.45	1.75	1.3	1.6	V _{dc}	V _{ILmin} to Pin 12.
Peak-to-Peak Tank Voltage	V _{p-p}	—	—	—	400	—	—	mV	
Output Duty Cycle	V _{dc}	—	—	—	50	—	—	%	See Figure 3.
Oscillation Frequency	f _{max} **	—	225	—	200	225	—	—	225

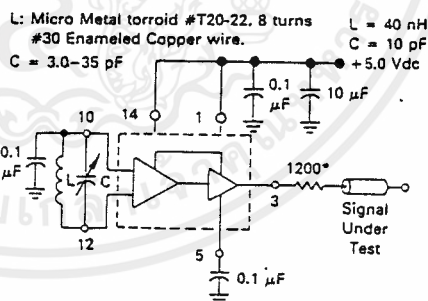
*This measurement guarantees the dc potential at the bias point for purposes of incorporating a varactor turning diode at this point.

**Frequency variation over temperature is a direct function of the ΔG/Δ Temperature and ΔL/Δ Temperature.

FIGURE 2 — SPECTRAL PURITY OF SIGNAL OUTPUT FOR 200 MHz TESTING



B.W. = 10 kHz
Center Frequency = 100 MHz
Scan Width = 50 kHz/div
Vertical Scale = 10 dB/div



*The 1200 ohm resistor and the scope termination impedance constitute a 25:1 attenuator probe. Coax shall be CT-070-50 or equivalent.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1648

TEST VOLTAGE/CURRENT VALUES				
@ Test Temperature	(Volts)			mAdc
	V _{IHmax}	V _{ILmin}	V _{CC}	I _L
MC1648				
-30°C	-3.2	-3.7	-5.2	-5.0
+25°C	-3.35	-3.85	-5.2	-5.0
+85°C	-3.5	-4.0	-5.2	-5.0

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Supply Voltage = +5.0 Volts

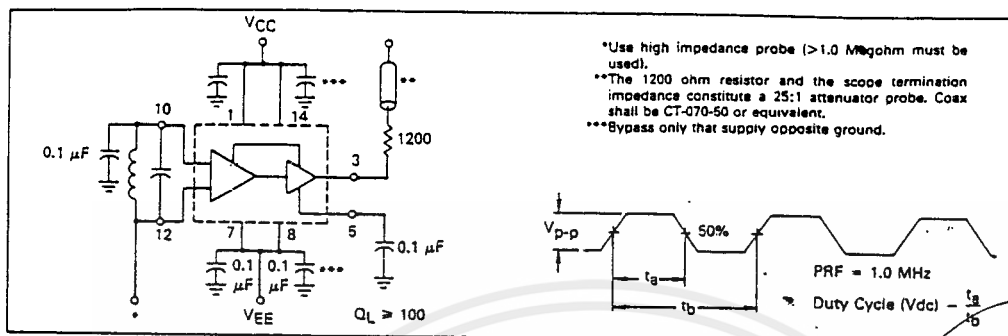
Characteristic	Symbol	-30°C		+25°C		+85°C		Unit	Conditions	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max			
Power Supply Drain Current	I _E	—	—	—	41	—	—	mAdc	Inputs and outputs open.	
Logic "1" Output Voltage	V _{OH}	-1.045	-0.815	-0.96	-0.75	-0.89	-0.64	Vdc	V _{ILmin} to Pin 12, I _L @ Pin 3.	
Logic "0" Output Voltage	V _{OL}	-1.89	-1.65	-1.85	-1.62	-1.83	-1.575	Vdc	V _{IHmax} to Pin 12, I _L @ Pin 3.	
Bias Voltage	V _{Bias} *	-3.6	-3.3	-3.75	-3.45	-3.9	-3.6	Vdc	V _{ILmin} to Pin 12.	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
Peak-to-Peak Tank Voltage	V _{p.p}	—	—	—	400	—	—	mV		
Output Duty Cycle	V _{dc}	—	—	—	50	—	—	%	See Figure 3.	
Oscillation Frequency	f _{max} **	—	225	—	200	225	—	—	225	MHz

*This measurement guarantees the dc potential at the bias point for purposes of incorporating a varactor turning diode at this point.
 **Frequency variation over temperature is a direct function of the ΔC/Δ Temperature and ΔU/Δ Temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1648

FIGURE 3 — TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



OPERATING CHARACTERISTICS

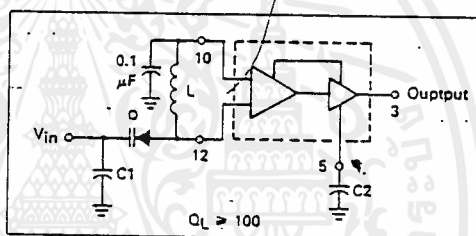
Figure 1 illustrates the circuit schematic for the MC1648. The oscillator incorporates positive feedback by coupling the base of transistor Q6 to the collector of Q7. An automatic gain control (AGC) is incorporated to limit the current through the emitter-coupled pair of transistors (Q7 and Q6) and allow optimum frequency response of the oscillator.

In order to maintain the high Q of the oscillator, and provide high spectral purity at the output, transistor Q4 is used to translate the oscillator signal to the output differential pair Q2 and Q3. Q2 and Q3, in conjunction with output transistor Q1, provides a highly buffered output which produces a square wave. Transistors Q9 and Q11 provide the bias drive for the oscillator and output buffer. Figure 2 indicates the high spectral purity of the oscillator output (pin 3).

When operating the oscillator in the voltage controlled mode (Figure 4), it should be noted that the cathode of the varactor diode (D) should be biased at least "2" V_{BE} above V_{EE} (≈1.4 V for positive supply operation).

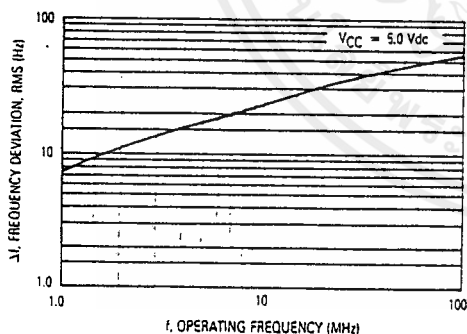
When the MC1648 is used with a constant dc voltage

FIGURE 4 — THE MC1648 OPERATING IN THE VOLTAGE CONTROLLED MODE



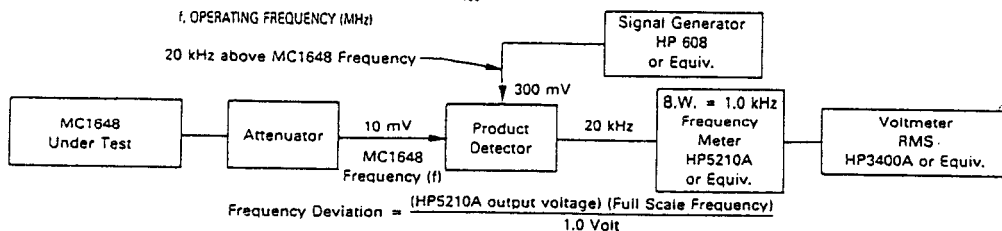
to the varactor diode, the output frequency will vary slightly because of internal noise. This variation is plotted versus operating frequency in Figure 5.

FIGURE 5 — NOISE DEVIATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



Oscillator Tank Components
(Circuit of Figure 4)

f MHz	D	L μH
1.0-10	MV2115	100
10-60	MV2116	2.3
60-100	MV2106	0.15



NOTE: Any frequency deviation caused by the signal generator and MC1648 power supply should be determined and minimized prior to testing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1648

TRANSFER CHARACTERISTICS IN THE VOLTAGE CONTROLLED MODE USING EXTERNAL VARACTOR DIODE AND COIL. $T_A = 25^\circ\text{C}$

FIGURE 6

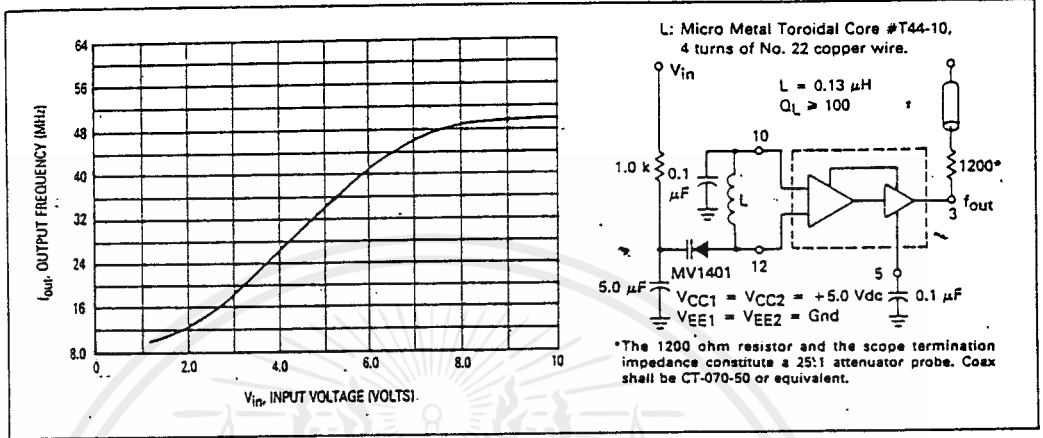


FIGURE 7

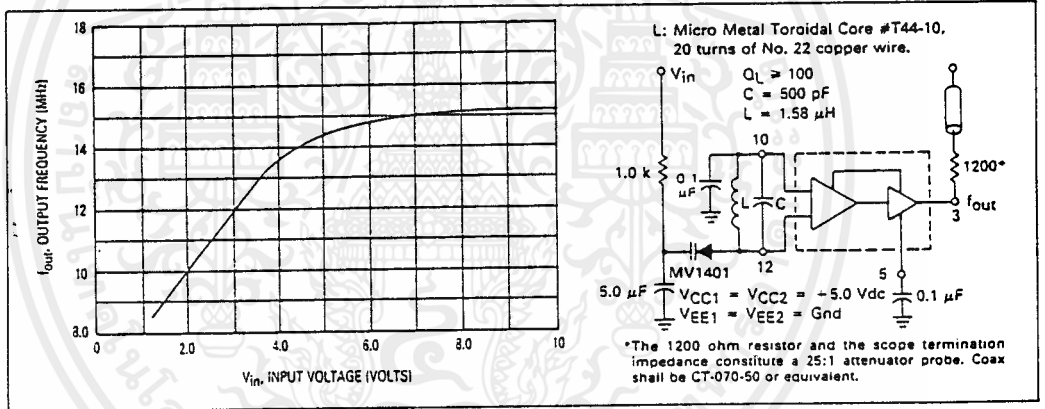
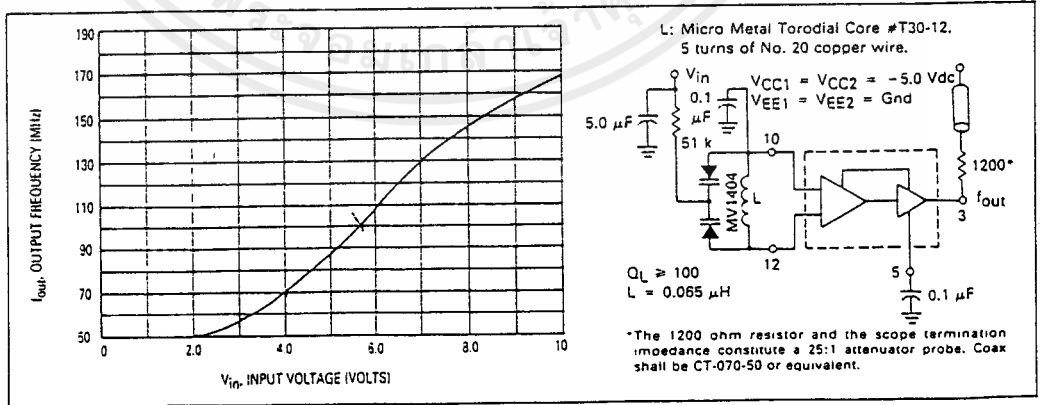


FIGURE 8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1648

Typical transfer characteristics for the oscillator in the voltage controlled mode are shown in Figures 6, 7, and 8. Figures 6 and 8 show transfer characteristics employing only the capacitance of the varactor diode (plus the input capacitance of the oscillator, 6.0 pF typical). Figure 7 illustrates the oscillator operating in a voltage controlled mode with the output frequency range limited. This is achieved by adding a capacitor in parallel with the tank circuit as shown. The 1.0 k Ω resistor in Figures 6 and 7 is used to protect the varactor diode during testing. It is not necessary as long as the dc input voltage does not cause the diode to become forward biased. The larger-valued resistor (51 k Ω) in Figure 8 is required to provide isolation for the high-impedance junctions of the two varactor diodes.

The tuning range of the oscillator in the voltage controlled mode may be calculated as:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\sqrt{C_D(\max) + C_S}}{\sqrt{C_D(\min) + C_S}}$$

$$\text{where } f_{\min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_D(\max) + C_S)}}$$

C_S = shunt capacitance (input plus external capacitance).

C_D = varactor capacitance as a function of bias voltage.

Good RF and low-frequency bypassing is necessary on the power supply pins. (See Figure 2.)

Capacitors (C1 and C2 of Figure 4) should be used to bypass the AGC point and the VCO input (varactor diode), guaranteeing only dc levels at these points.

For output frequency operation between 1.0 MHz and 50 MHz a 0.1 μ F capacitor is sufficient for C1 and C2. At higher frequencies, smaller values of capacitance should be used; at lower frequencies, larger values of capacitance. At high frequencies the value of bypass capacitors depends directly upon the physical layout of the system. All bypassing should be as close to the package pins as possible to minimize unwanted lead inductance.

The peak-to-peak swing of the tank circuit is set internally by the AGC circuitry. Since voltage swing of the tank circuit provides the drive for the output buffer, the AGC potential directly affects the output waveform. If it is desired to have a sine wave at the output of the MC1648, a series resistor is tied from the AGC point to the most negative power potential (ground if +5.0 volt supply is used, -5.2 volts if a negative supply is used) as shown in Figure 10.

At frequencies above 100 MHz typ, it may be desirable to increase the tank circuit peak-to-peak voltage in order to shape the signal at the output of the MC1648. This is accomplished by tying a series resistor (1.0 k Ω minimum) from the AGC to the most positive power potential (+5.0 volts if a +5.0 volt supply is used, ground if a -5.2 volt supply is used). Figure 11 illustrates this principle.

APPLICATIONS INFORMATION

The phase locked loop shown in Figure 9 illustrates the use of the MC1648 as a voltage controlled oscillator. The figure illustrates a frequency synthesizer useful in tuners for FM broadcast, general aviation, maritime and land-mobile communications, amateur and CB receivers. The system operates from a single +5.0 Vdc supply, and requires no internal translations, since all components are compatible.

Frequency generation of this type offers the advantages of single crystal operation, simple channel selection, and elimination of special circuitry to prevent harmonic lockup. Additional features include dc digital switching (preferable over RF switching with a multiple crystal system), and a broad range of tuning (up to 150 MHz, the range being set by the varactor diode).

The output frequency of the synthesizer loop is determined by the reference frequency and the number programmed at the programmable counter; $f_{\text{out}} = Nf_{\text{ref}}$. The channel spacing is equal to frequency (f_{ref}).

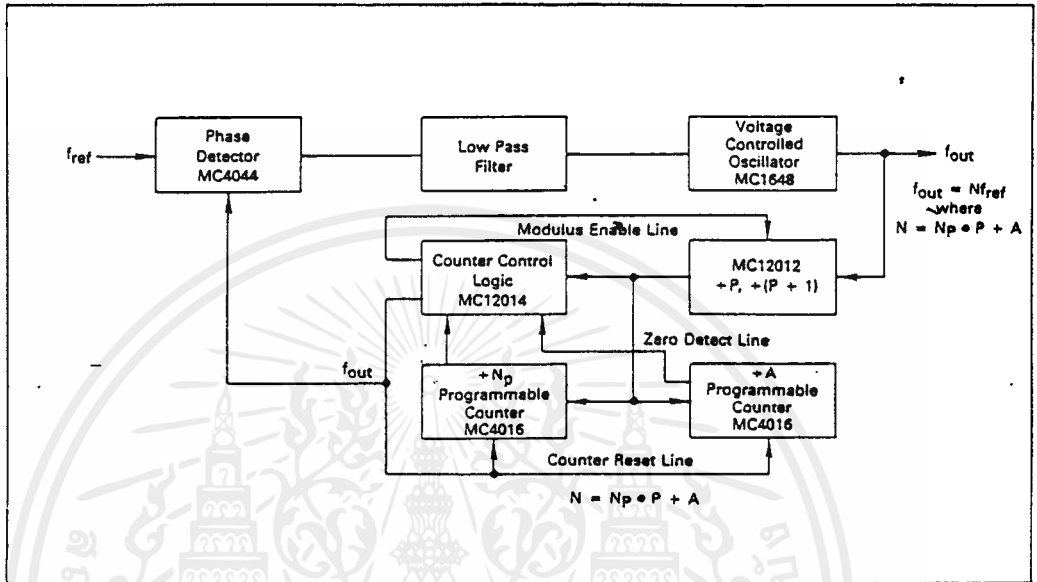
For additional information on applications and designs for phase locked-loops and digital frequency synthesizers, see Motorola Brochure BR504/D, Electronic Tuning Address Systems, (ETAS).

Figure 10 shows the MC1648 in the variable frequency mode operating from a +5.0 Vdc supply. To obtain a sine wave at the output, a resistor is added from the AGC circuit (pin 5) to V_{EE} .

Figure 11 shows the MC1648 in the variable frequency mode operating from a +5.0 Vdc supply. To extend the useful range of the device (maintain a square wave output

MC1648

FIGURE 9 — TYPICAL FREQUENCY SYNTHESIZER APPLICATION



above 175 MHz), a resistor is added to the AGC circuit at pin 5 (1.0 k-ohm minimum).

Figure 12 shows the MC1648 operating from +5.0 Vdc and +9.0 Vdc power supplies. This permits a higher voltage swing and higher output power than is possible from the MECL output (pin 3). Plots of output power versus

total collector load resistance at pin 1 are given in Figures 13 and 14 for 100 MHz and 10 MHz operation. The total collector load includes R in parallel with Rp of L1 and C1 at resonance. The optimum value for R at 100 MHz is approximately 850 ohms.

FIGURE 10 — METHOD OF OBTAINING A SINE-WAVE OUTPUT

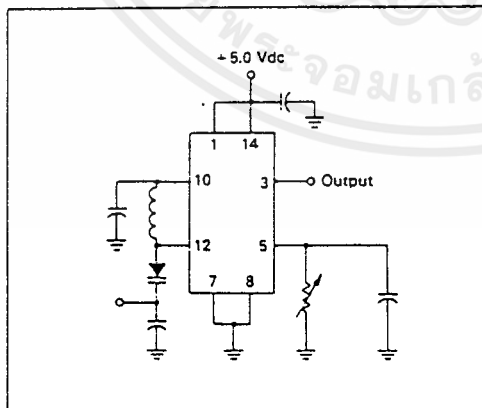


FIGURE 11 — METHOD OF EXTENDING THE USEFUL RANGE OF THE MC1648 (SQUARE WAVE OUTPUT)

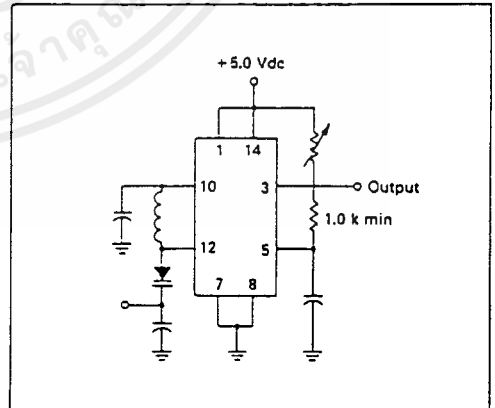


FIGURE 12 — CIRCUIT USED FOR COLLECTOR OUTPUT OPERATION

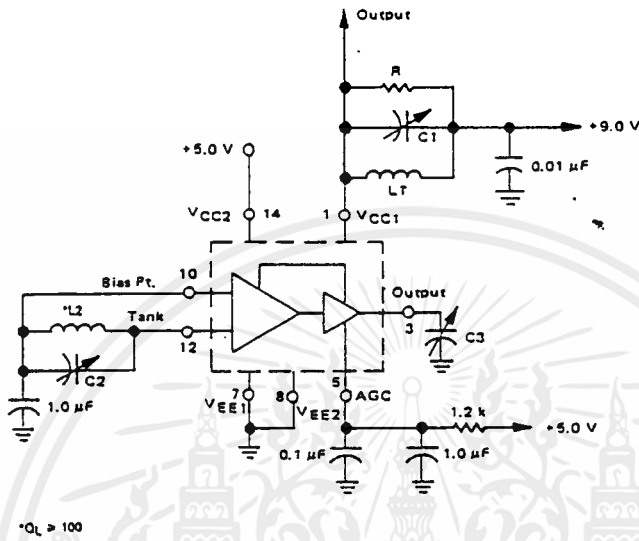


FIGURE 13 — POWER OUTPUT versus COLLECTOR LOAD

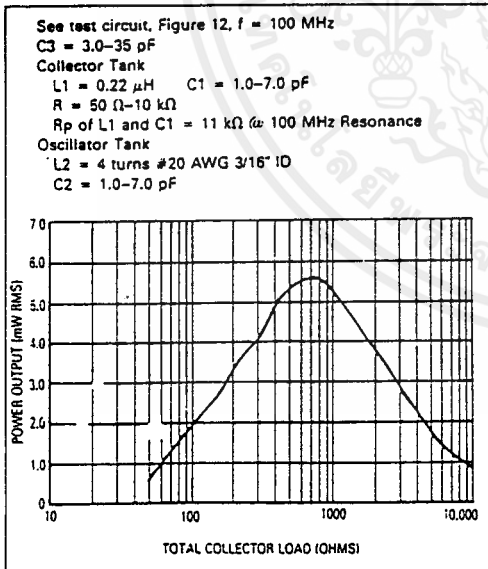
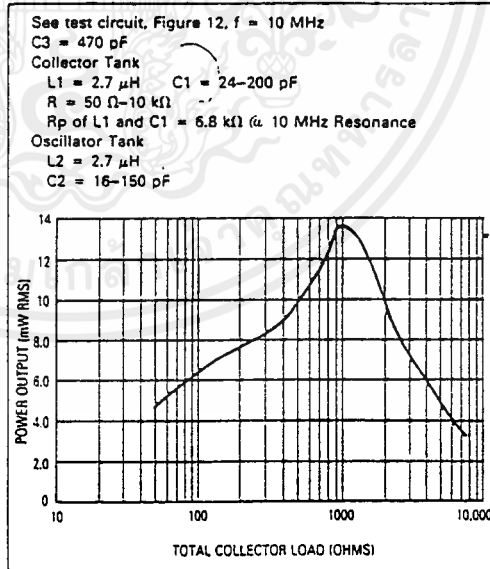


FIGURE 14 — POWER OUTPUT versus COLLECTOR LOAD



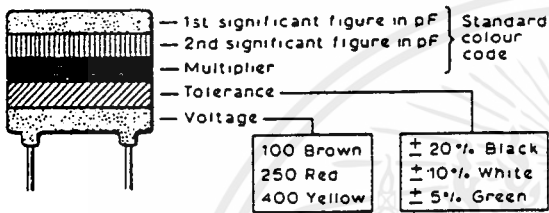
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A.2 VHF/UHF MANUAL

The standard colour code applies except for voltage

Colour	Voltage (V)
Yellow	6.3
Green	16
Blue	20
Grey	25
White	3
Black	10
Pink	35

Marking of polyester capacitors



Inductances

Self inductance of a straight wire

At radio frequencies, the self inductance of a straight round wire is given by

$$L = 0.0021 (2.303 \log_{10} \frac{l}{d} - 1) \mu\text{H}$$

where l = length in centimetres
 d = dia in centimetres

Inductance of a single-layer coil

The inductance of a single-layer coil of length at least equal to its radius is given by

$$L = \frac{N^2 r^2}{9r - 10l} \mu\text{H}$$

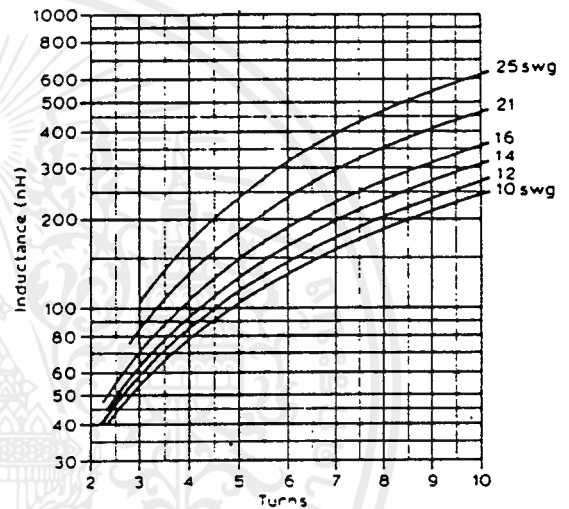
where r = radius of coil (in)

l = length of coil (in)

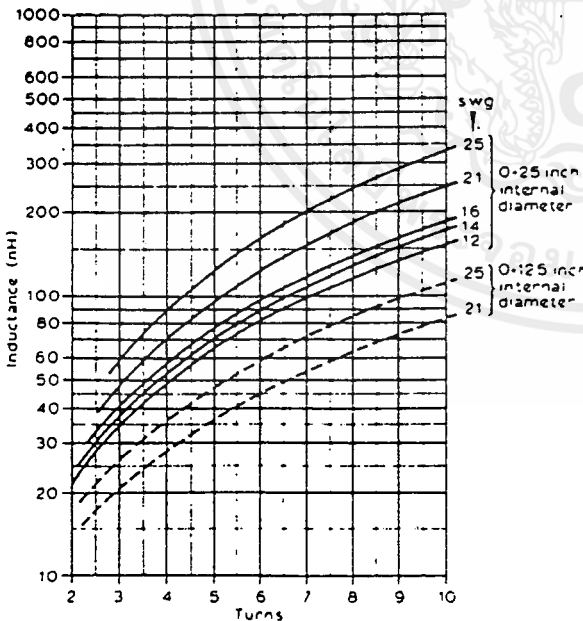
N = number of turns

This applies to both close-wound and spaced-turn coils. Correspondingly, the number of turns for a given inductance is

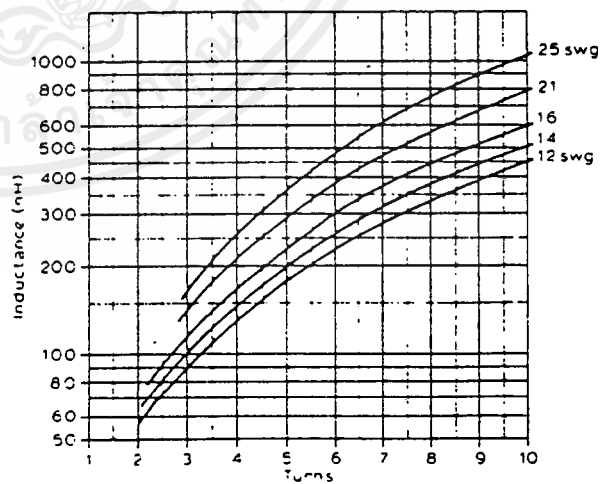
$$N = l \sqrt{\frac{9r - 10l}{r^2}}$$



The inductance of 0.375in internal diameter coils with turns spaced one diameter apart



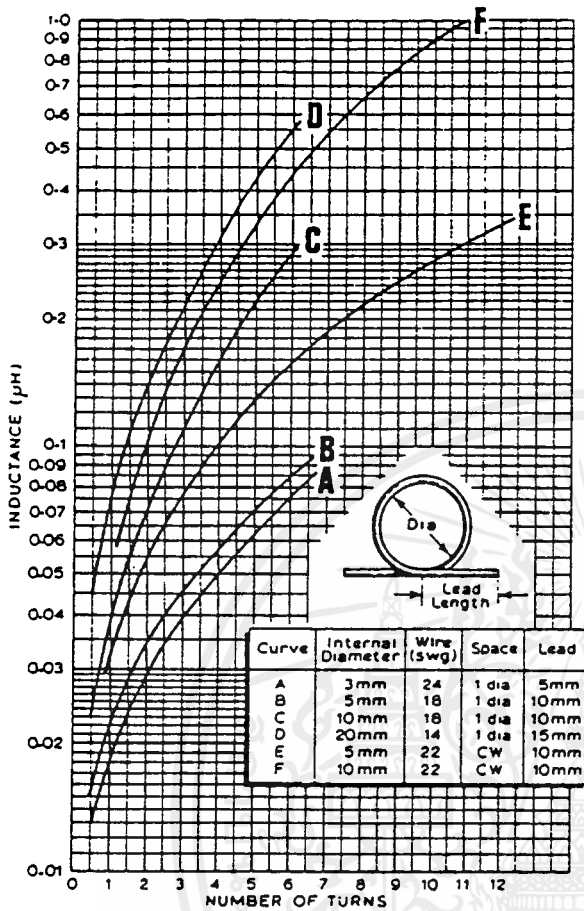
The inductance of 0.25in internal diameter coils with turns spaced one diameter apart



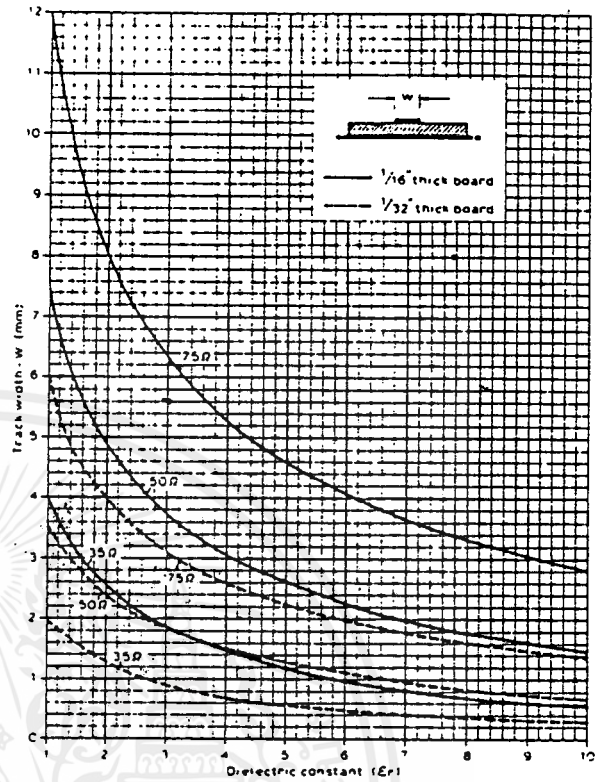
The inductance of 0.5in internal diameter coils, with turns spaced one diameter apart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA

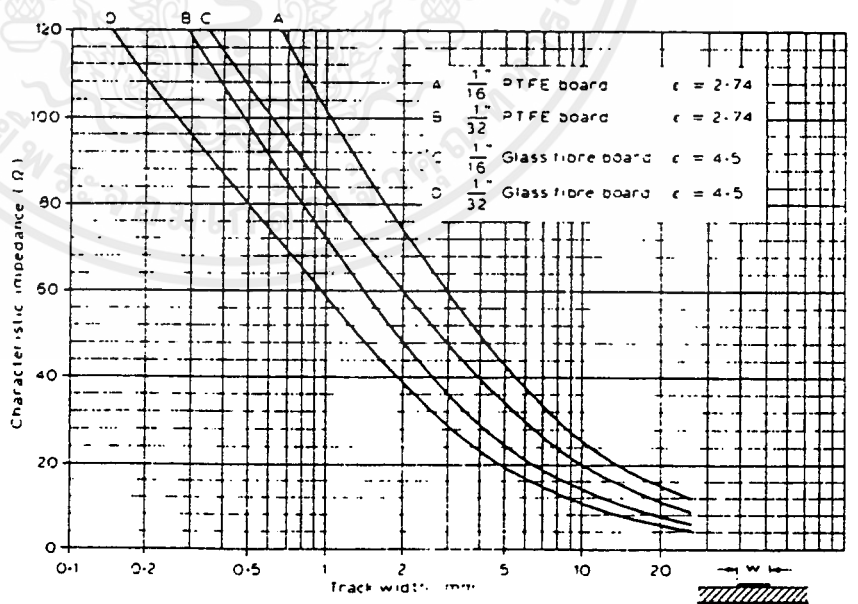


Characteristics of small inductors



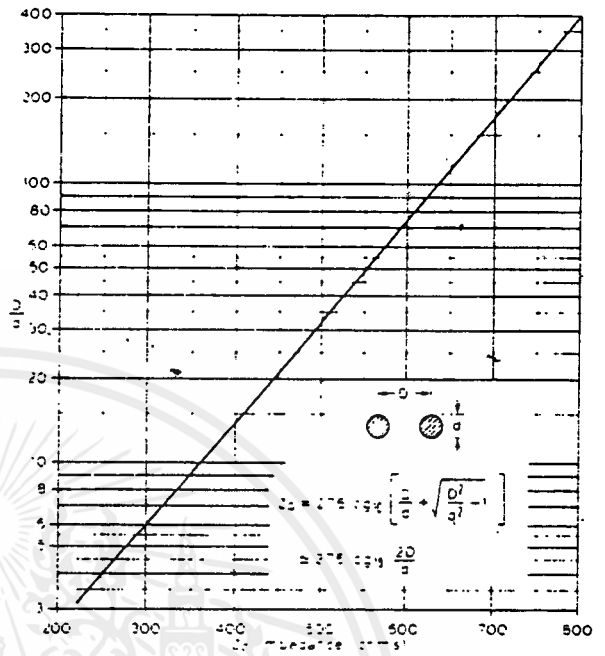
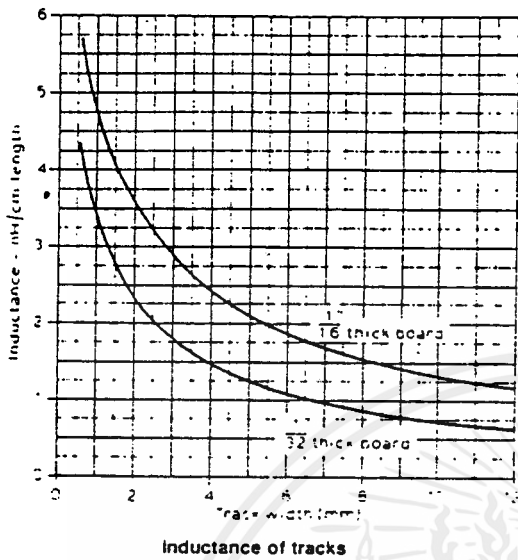
Characteristic impedance of tracks on double-sided boards

Characteristic impedance of tracks on double-sided boards

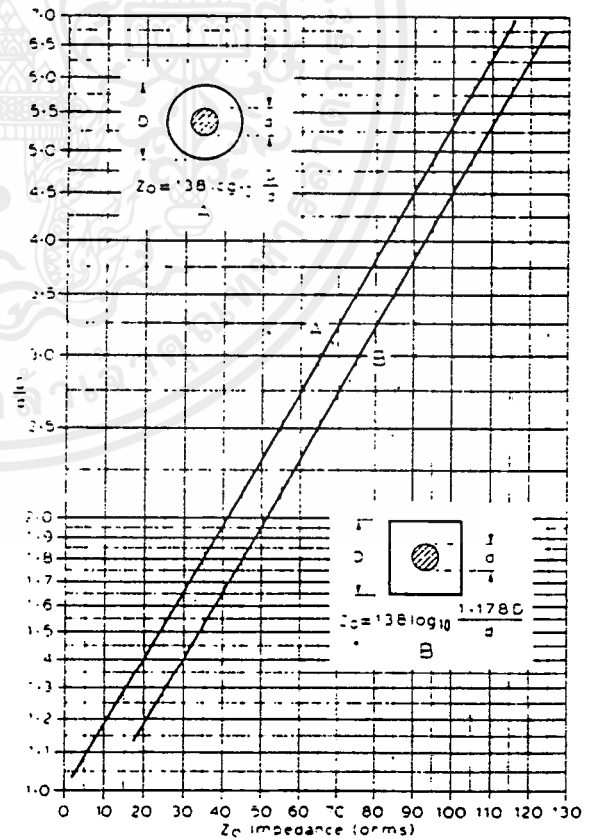
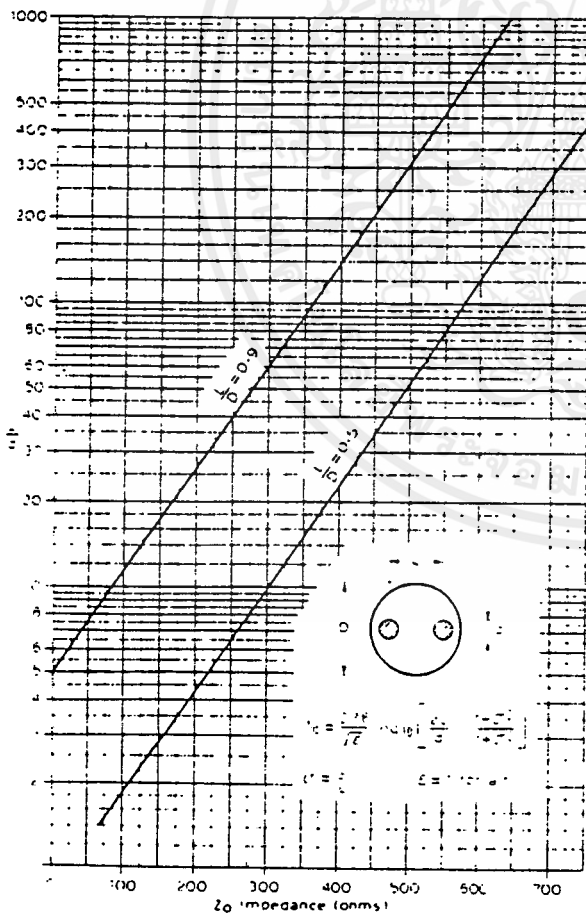


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF/UHF MANUAL

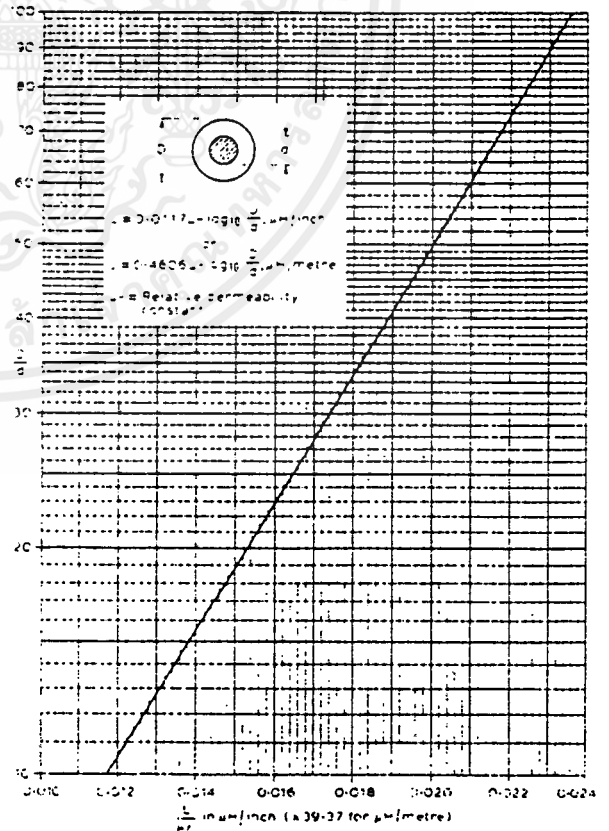
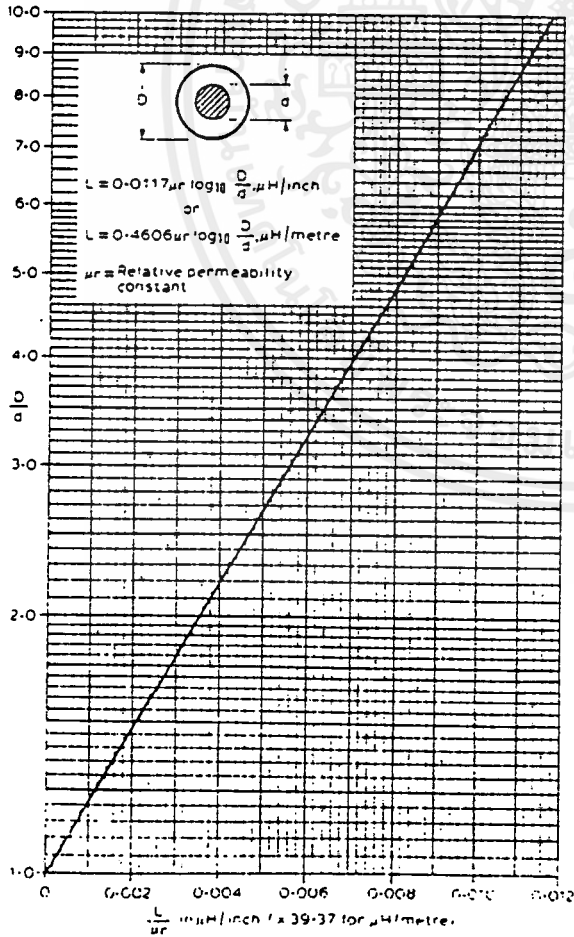
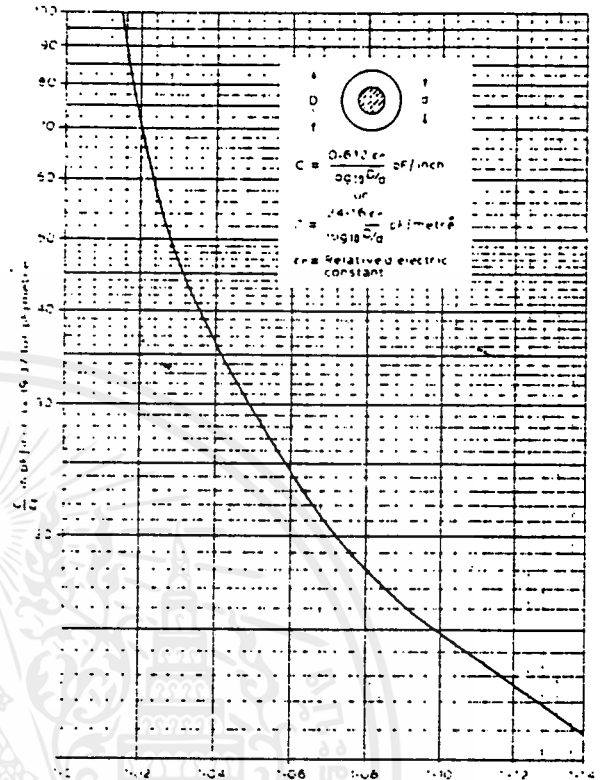
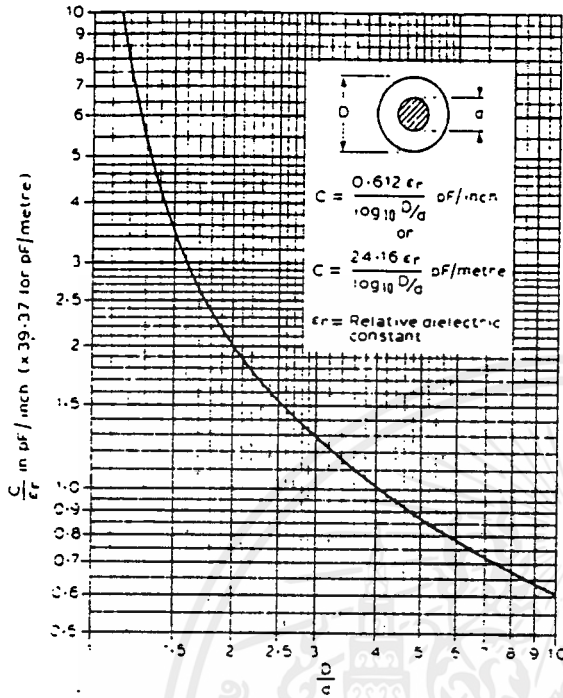


Impedance, capacitance and inductance of coaxial lines



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Characteristics of typical British radio frequency feeder cables

Type of cable	Nominal Impedance Z_0 (Ω)	Centre conductor	Dimensions (in)		Velocity factor	Approximate attenuation (dB per 100ft)				Remarks
			over sheath	over tw/cores		70MHz	145MHz	430MHz	1250MHz	
Standard tv leader	75	7/1-0076	0.202	—	0.67	3.5	5.1	9.2	17	—
Low-loss tv leader (semi-air spaced)	75	0.048	0.290	—	0.86 approx.	2.0	3.0	5.4	10	Semi-air spaced or cellular
Flat twin	150	7/1.012	—	0.18	0.71	2.1	3.1	5.7*	11*	*Theoretical figures, likely to be considerably worsened by radiation
Flat twin	300	7/1.012	—	0.09	0.85	1.2	1.8	3.4*	6.6*	
Tubular twin	300	7/1.012	—	0.09	0.85	1.2	1.8	3.4*	6.6*	

British UR series coaxial cables

UR No	Nominal Impedance Z_0 (Ω)	Overall diameter (in)	Inner conductor (in)	Capacitance (pF/ft)	Maximum operating voltage rms	Approximate attenuation (dB per 100ft)				Approx RG. equivalent
						10MHz	100MHz	300MHz	1,000MHz	
43	52	0.195	0.032	29	2,750	1.3	4.3	8.7	18.1	58/U
57	75	0.405	0.044	20.6	5,000	0.6	1.9	3.5	7.1	11A/U
63*	75	0.853	0.175	14	4,400	0.15	0.5	0.9	1.7	
67	50	0.405	7/10-029	30	4,800	0.6	2.0	3.7	7.5	213/U
74	51	0.870	0.188	30.7	15,000	0.3	1.0	1.9	4.2	218/U
76	51	0.195	19/10-0066	29	1,800	1.6	5.3	9.6	22.0	58C/U
77	75	0.870	0.104	20.5	12,500	0.3	1.0	1.9	4.2	164/U
79*	50	0.855	0.265	21	6,000	0.16	0.5	0.9	1.8	
83*	50	0.555	0.168	21	2,600	0.25	0.8	1.5	2.8	
85*	75	0.555	0.109	14	2,600	0.2	0.7	1.3	2.5	
90	75	0.242	0.022	0	2,500	1.1	3.5	6.3	12.3	59B/U

All the above cables have solid dielectric with a velocity factor of 0.66 with the exception of those marked with an asterisk which are helical membrane and have a velocity factor of 0.96. This table is compiled from information kindly supplied by Aerialite Ltd. and BICC Ltd and includes data extracted from Defence Specification, DEF-14-A (HMSO).

DATA

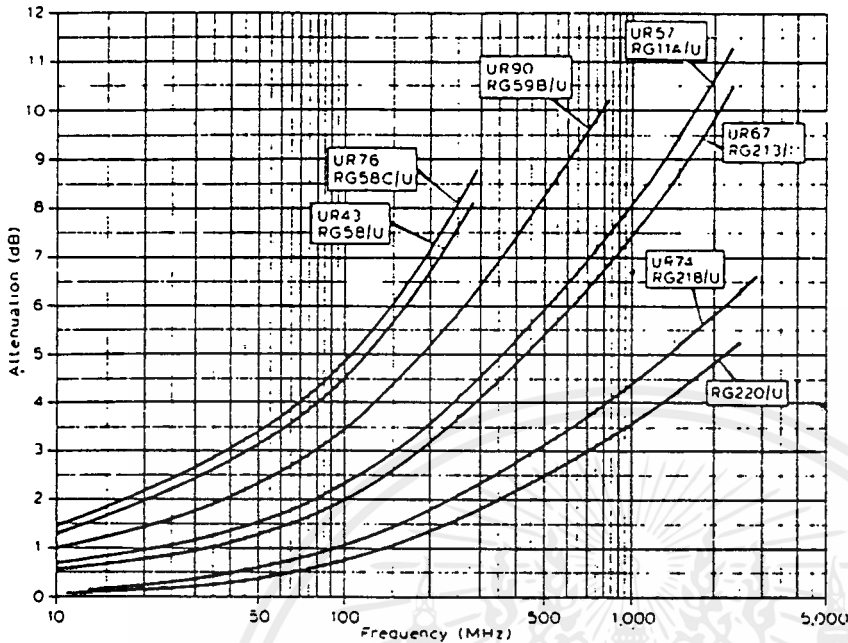
USA RG series coaxial cables

Cable No.	Nominal impedance Z ₀ (Ω)	Cable outside diameter (in)	Velocity factor	Approximate attenuation (dB per 100ft)					Capacitance (pF/ft)	Maximum operating voltage (rms)
				1MHz	10MHz	100MHz	1,000MHz	3,000MHz		
RG-5/U	52.5	0.332	0.659	0.21	0.77	2.9	11.5	22.0	28.5	3,000
RG-5B/U	50.0	0.332	0.659	0.16	0.66	2.4	8.8	16.7	29.5	3,000
RG-6A/U	75.0	0.332	0.659	0.21	0.78	2.9	11.2	21.0	20.0	2,700
RG-8A/U	50.0	0.405	0.659	0.16	0.55	2.0	8.0	16.5	30.5	4,000
RG-9/U	51.0	0.420	0.659	0.16	0.57	2.0	7.3	15.5	30.0	4,000
RG-9B/U	50.0	0.425	0.659	0.175	0.61	2.1	9.0	18.0	30.5	4,000
RG-10A/U	50.0	0.475	0.659	0.16	0.55	2.0	8.0	16.5	30.5	4,000
RG-11A/U	75.0	0.405	0.66	0.18	0.7	2.3	7.8	16.5	20.5	5,000
RG-12A/U	75.0	0.475	0.659	0.18	0.66	2.3	8.0	16.5	20.5	4,000
RG-13A/U	75.0	0.425	0.659	0.18	0.66	2.3	8.0	16.5	20.5	4,000
RG-14A/U	50.0	0.545	0.659	0.12	0.41	1.4	5.5	12.0	30.0	5,500
RG-16/U	52.0	0.630	0.670	0.1	0.4	1.2	6.7	16.0	29.5	6,000
RG-17A/U	50.0	0.870	0.659	0.066	0.225	0.80	3.4	8.5	30.0	11,000
RG-18A/U	50.0	0.945	0.659	0.066	0.225	0.80	3.4	8.5	30.5	11,000
RG-19A/U	50.0	1.120	0.659	0.04	0.17	0.68	3.5	7.7	30.5	14,000
RG-20A/U	50.0	1.195	0.659	0.04	0.17	0.68	3.5	7.7	30.5	14,000
RG-21A/U	50.0	0.332	0.659	1.4	4.4	13.0	43.0	85.0	30.0	2,700
RG-29/U	53.5	0.184	0.659	0.33	1.2	4.4	16.0	30.0	28.5	1,900
RG-34A/U	75.0	0.630	0.659	0.065	0.29	1.3	6.0	12.5	20.5	5,200
RG-34B/U	75	0.630	0.66	0.3	1.4	5.8			21.5	6,500
RG-35A/U	75.0	0.945	0.659	0.07	0.235	0.85	3.5	8.60	20.5	10,000
RG-54A/U	58.0	0.250	0.659	0.18	0.74	3.1	11.5	21.5	26.5	3,000
RG-55/U	53.5	0.206	0.659	0.36	1.3	4.8	17.0	32.0	28.5	1,900
RG-55A/U	50.0	0.216	0.659	0.36	1.3	4.8	17.0	32.0	29.5	1,900
RG-58/U	53.5	0.195	0.659	0.33	1.25	4.65	17.5	37.5	28.5	1,900
RG-58C/U	50.0	0.195	0.659	0.42	1.4	4.9	24.0	45.0	30.0	1,900
RG-59A/U	75.0	0.242	0.659	0.34	1.10	3.40	12.0	26.0	20.5	2,300
RG-59B/U	75	0.242	0.66		1.1	3.4	12		21	2,300
RG-62A/U	93.0	0.242	0.84	0.25	0.85	2.70	8.6	18.5	13.5	750
RG-74A/U	50.0	0.615	0.659	0.10	0.38	1.5	6.0	11.5	30.0	5,500
RG-83/U	35.0	0.405	0.66	0.23	0.80	2.8	9.6	24.0	44.0	2,000
*RG-213/U	50	0.405	0.66	0.16	0.6	1.9	8.0		29.5	5,000
†RG-218/U	50	0.870	0.66	0.066	0.2	1.0	4.4		29.5	11,000
‡RG-220/U	50	1.120	0.66	0.04	0.2	0.7	3.6		29.5	14,000

* Formerly RG8A/U † Formerly RG17A/U ‡ Formerly RG19A/U

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF/UHF MANUAL



Attenuation of various cables

Waveguide sizes

Frequency (GHz)	Wavelength (cm)	WG Internal dimensions (in)	WG Internal dimensions (cm)	British Inter-Services Ref No				NATO			Cut-off Frequency
				RCSC British WG No	Brass 70/30	Aluminum	EIA WR ()	IEC R ()	Cooper	Alu- Silver	
0.32-0.49	93.68-61.18	23.80 x 11.5	52.420 x 29.210	00			2300	3	01		0.265
0.35-0.53	85.65-56.56	21.0 x 10.5	53.34 x 26.670	0			2100	4	02		0.281
0.41-0.625	73.11-47.96	18.0 x 9.0	45.72 x 22.86	1			1800	5	03	201	0.328
0.49-0.75	61.18-39.97	15.0 x 7.5	38.1 x 19.65	2			1500	6	04	202	0.393
0.64-0.96	46.84-31.23	11.5 x 5.75	29.210 x 14.605	3			1150	8	05	203	0.513
0.75-1.12	39.95-26.76	9.75 x 4.875	24.765 x 12.3825	4			975	9	06	204	0.605
0.96-1.45	31.23-20.67	7.7 x 3.85	19.558 x 9.779	5			779	12	07	205	0.766
1.12-1.70	26.76-17.63	6.5 x 3.25	16.510 x 8.255	6		012-0037	650	14	08	69 103	0.908
1.45-2.20	20.67-13.62	5.1 x 2.55	12.954 x 6.477	7			510	18	09		1.157
1.70-2.60	17.63-11.53	4.3 x 2.15	10.922 x 5.461	8	083-0144	083-0144	430	22	10	104 105	1.372
2.20-3.30	13.63-9.08	3.4 x 1.7	8.636 x 4.318	9A	012-0040	012-0042	340	24	11	112 113	1.763
2.60-3.95	11.53-7.59	2.84 x 1.34	7.2163 x 3.403	10	083-0068	083-0069	284	32	12	48 75	2.078
3.30-4.90	9.08-6.12	2.29 x 1.145	5.8166 x 2.909	11A	012-0045	012-0047	229	40	13		2.577
3.95-5.85	7.59-5.12	1.872 x 0.872	4.7549 x 2.2149	12	083-0077	083-0078	187	48	14	49 95	3.152
4.90-7.05	6.12-4.25	1.59 x 0.795	4.0486 x 2.0193	13	083-0146	083-0147	159	58	15		3.711
5.85-8.20	5.12-3.66	1.372 x 0.622	3.4849 x 1.58	14	083-0081	083-0082	137	70	16	50 106	4.301
7.05-10.00	4.25-2.99	1.122 x 0.497	2.880 x 1.2624	15	083-0086	083-0087	112	84	17	51 68	5.259
8.20-12.40	3.66-2.42	0.90 x 0.40	2.286 x 1.016	16	083-0097	083-0099	90	100	18	52 67	6.557
10.00-15.00	2.99-2.00	0.75 x 0.375	1.9050 x 0.9525	17			75	120	19		2.868
12.40-18.00	2.42-1.66	0.622 x 0.311	1.58 x 0.790	18	083-0101		62	140	20	91	9.426
15.00-22.00	2.00-1.36	0.510 x 0.255	1.295 x 0.6477	19			51	180	21		11.574
18.00-26.50	1.66-1.13	0.420 x 0.170	1.0668 x 0.4318	20	Precision		42	220	22	53 121	14.047
22.00-33.00	1.36-0.91	0.340 x 0.170	0.8636 x 0.4318	21			34	260	23		17.328
26.50-40.00	1.13-0.75	0.280 x 0.140	0.7112 x 0.3556	22	083-1500		28	320	24		96 21 081
33.00-50.00	0.91-0.60	0.224 x 0.112	0.5659 x 0.2845	23	083-1501		22	400	25		97 26 342
40.00-60.00	0.75-0.50	0.188 x 0.094	0.4775 x 0.2388	24	083-1502		19	500	26		31 357
50.00-75.00	0.60-0.40	0.148 x 0.074	0.3759 x 0.1880	25	083-1503		15	620	27		98 39 863
60.00-90.00	0.50-0.33	0.122 x 0.061	0.3098 x 0.1550	26	083-1504		12	740	28		99 48 350
75.00-100.00	0.40-0.27	0.100 x 0.050	0.2540 x 0.1270	27	083-1505		10	900	29		59 010
90.00-140.00	0.33-0.22	0.080 x 0.040	0.2032 x 0.1016	28	083-1506		8	1200	30		73 80
140.00-220.00	0.22-0.14	0.051 x 0.025	0.1295 x 0.0635								116 80

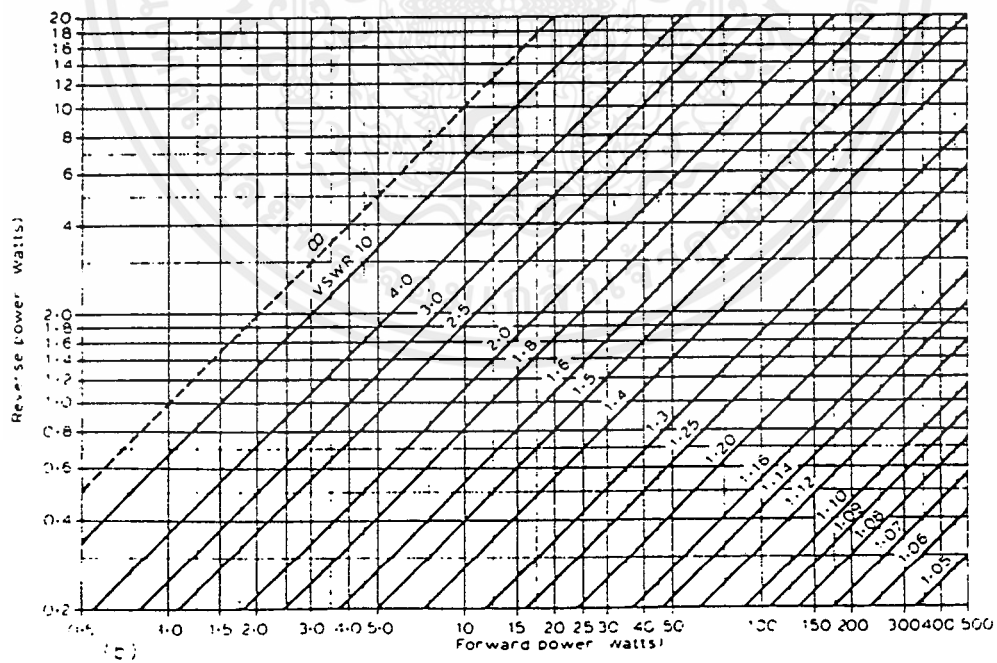
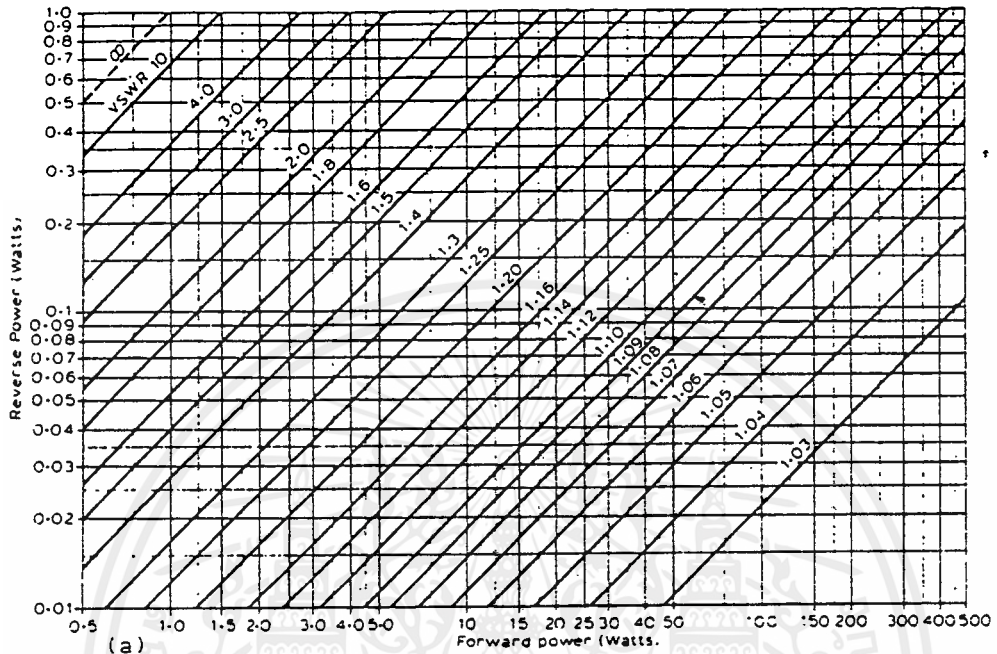
Note (1) Aluminum (2) Cooper based alloy
The cut-off wavelength of a rectangular waveguide, the wide dimension of which is a cm given by $\lambda_{c,2} = 2a$

$$\text{For a waveguide } \frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_c^2} + \frac{1}{\lambda_0^2}$$

where λ = waveguide wavelength, λ_c = waveguide cut-off wavelength, and λ_0 = free space wavelength

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Standing wave ratio charts



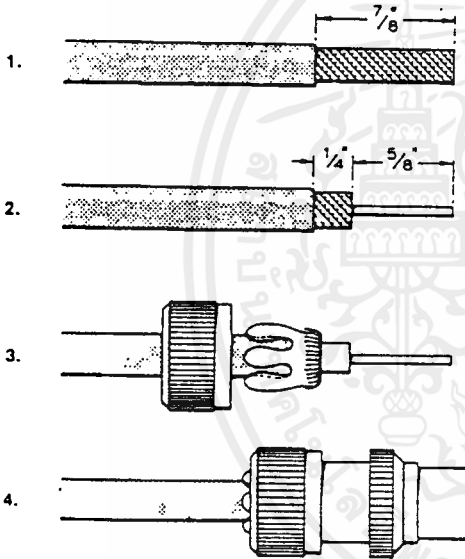
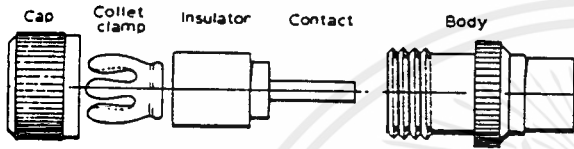
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF/UHF MANUAL

Coaxial plug assembly

Standard Belling Lee type

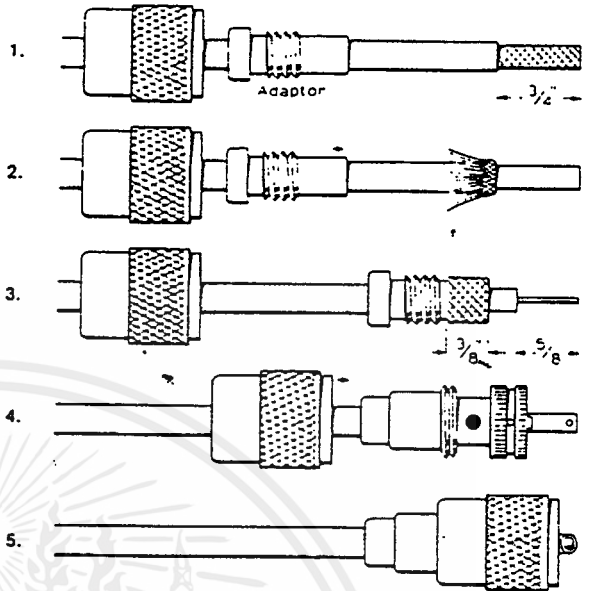
1. Cut end of cable even and remove $\frac{1}{4}$ in of outer sheath.
2. Remove $\frac{1}{4}$ in of dielectric without damaging the inner conductor. Tin lightly end of conductor.
3. Slide cap and collet clamp over cable and slightly clench collet in position. Comb out the braid and fan out over collet. Solder cable centre-conductor to tip of plug centre conductor. Avoid overheating.
4. Push sub-assembly into the body as far as possible. Gently screw cap on to the body to complete assembly.



Belling Lee type

UHF type (clamped screen)

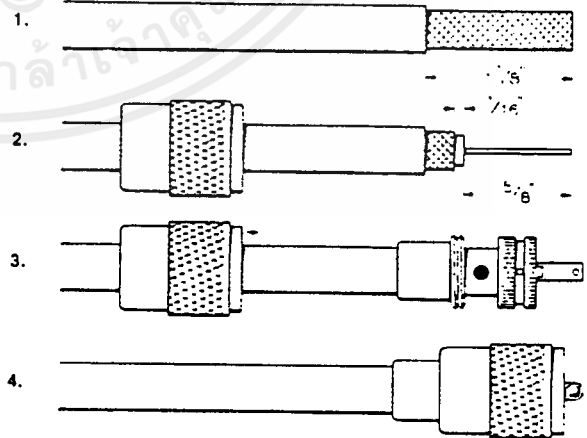
1. Cut end of cable even. Remove vinyl jacket $\frac{1}{4}$ in. Slide coupling ring and adaptor on cable.
2. Fan braid slightly and fold back as shown.
3. Position adaptor to dimension shown. Press braid down over body of adaptor and trim to $\frac{1}{4}$ in. Bare $\frac{1}{4}$ in of conductor. Tin exposed centre conductor.
4. Screw plug sub-assembly on adaptor. Solder braid to shell through solder holes. Use enough heat to create bond of braid to shell. Solder conductor to contact.
5. For final assembly, screw coupling ring on plug sub-assembly.



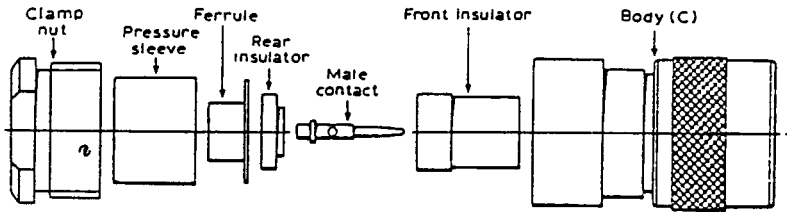
UHF type (clamped screen)

UHF type (soldered screen)

1. Cut end of cable even. Remove vinyl jacket $\frac{1}{4}$ in.
2. Bare $\frac{1}{4}$ in of centre conductor. Trim braided shield. Slide coupling ring on cable. Tin exposed centre conductor and braid.
3. Screw the plug sub-assembly on cable. Solder assembly to braid through solder holes. Use enough heat to create bond to braid to shell. Solder centre conductor to contact.
4. For final assembly, screw coupling ring on plug sub-assembly.



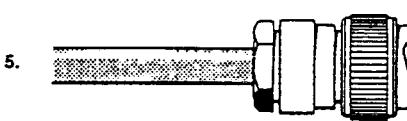
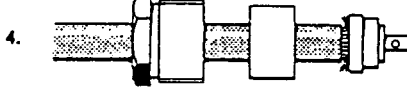
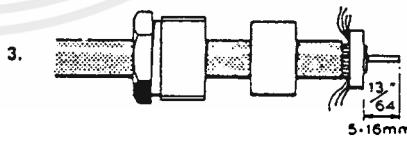
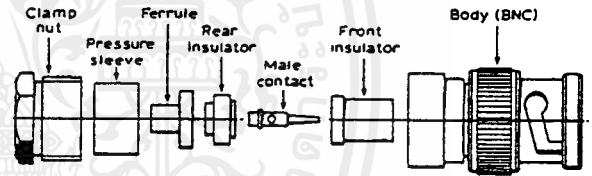
UHF type (soldered screen)



N type

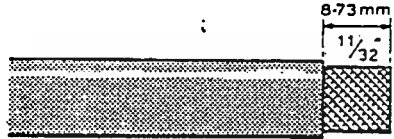
BNC type (male contact)

1. Cut end of cable even and remove 7.93mm ($\frac{5}{16}$ in) of outer sheath.
2. Slide the clamp nut and pressure sleeve over-cable. Comb out the braid.
3. Fold the braid back. Insert the ferrule between braid and dielectric. Trim off excess braid. Remove 5.16mm ($\frac{13}{64}$ in) of the dielectric without damaging the inner conductor. Tin end of conductor.
4. Slide rear insulator over conductor and locate shoulder of insulator inside recess in ferrule. Slide the contact over conductor until the shoulder of the contact is pressed hard against the rear insulator. Solder contact to the conductor but avoid over-heating.
5. Fit front insulator in body and push sub-assembly into the body as far as possible. Slide pressure sleeve into body and screw in the clamp nut tightly to clamp cable.

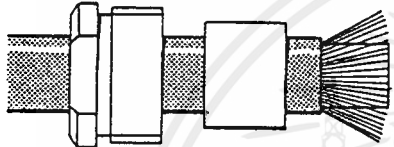


BNC type (male contact)

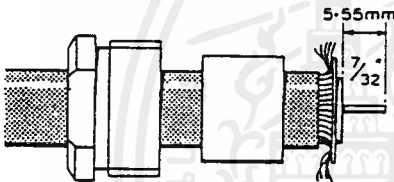
1.



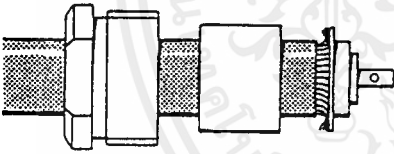
2.



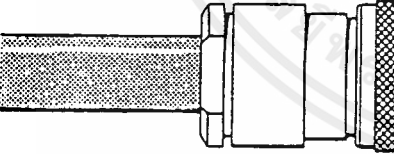
3.



4.



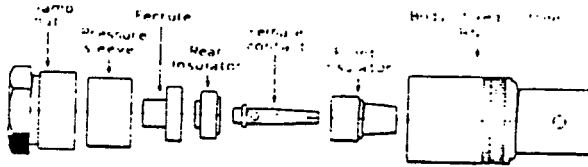
5.



N type

1. Cut end of cable even and remove 8.73mm ($\frac{11}{32}$ in) of outer sheath.
2. Slide the clamp nut and pressure sleeve over cable. Comb out the braid.
3. Fold the braid back. Insert the ferrule between braid and dielectric. Trim off excess braid. Remove 5.55mm ($\frac{7}{32}$ in) of the dielectric without damaging the inner conductor. Tin end of conductor.
4. Slide rear insulator over conductor and position against end of dielectric. Slide the contact over conductor until the shoulder of the contact is pressed hard against the rear insulator. Solder the contact to the conductor but avoid over-heating.
5. Fit front insulator in body and push sub-assembly into the body as far as possible. Slide pressure sleeve into body and screw in the clamp nut tightly to clamp cable.

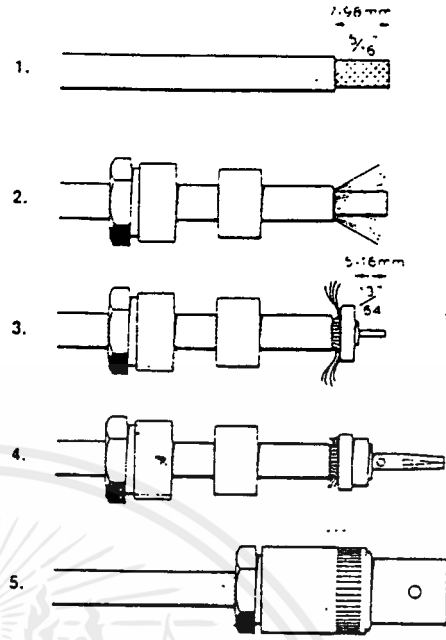
VHF/UHF MANUAL



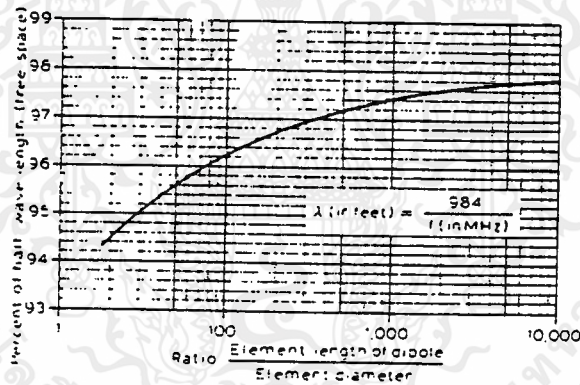
BNC type (female contact)

BNC type (female contact)

1. Cut end of cable even and remove 7.93mm ($\frac{5}{16}$ in) of outer sheath.
2. Slide the clamp nut and pressure sleeve over cable. Comb out the braid.
3. Fold the braid back. Insert the ferrule between braid and dielectric. Trim off excess braid. Remove 5.16mm ($\frac{3}{16}$ in) of the dielectric without damaging the inner conductor. Tin end of conductor.
4. Slide rear insulator over conductor and locate shoulder of insulator inside recess in ferrule. Slide the contact over conductor until the shoulder of the contact is pressed hard against the rear insulator. Solder contact to the conductor but avoid over-heating.
5. Fit front insulator in body and push sub-assembly into the body as far as possible. Slide pressure sleeve into body and screw in the clamp nut tightly to clamp cable.



Lengths of antenna elements



f (MHz)	Free space wavelength (ft)			Corrected $\lambda/4$ (in) element diameter		
	λ	$\lambda/2$	$\lambda/4$	$\lambda/4$ (in)	$\lambda/4$ (in)	$\lambda/4$ (in)
70	14.057	7.028	3.514	42.168	41.02	40.69
70.7	13.924	6.962	3.481	41.77	41.64	40.30
144	6.833	3.416	1.708	20.49	19.87	19.67
145	6.788	3.394	1.697	20.37	19.76	19.55
146	6.779	3.389	1.694	20.33	19.72	19.52
432	2.277	1.138	0.569	6.83	6.57	6.49
433	2.272	1.136	0.568	6.82	6.56	6.47
434	2.267	1.133	0.567	6.80	6.54	6.46
1,250	0.787	0.393	0.196	2.352	2.24	-
1,275	0.771	0.385	0.192	2.304	2.19	-
1,296	0.759	0.379	0.189	2.268	2.16	-
2,304	0.427	0.214	0.107	1.284	1.216	-
3,456	0.285	0.143	0.071	0.852	0.797	-
5,750	0.171	0.085	0.043	0.516	0.4798	-
10,350	0.095	0.0475	0.0237	0.284	0.2613	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA

Ratings of some commonly used pa valves

Type	Base	Heater (V)	(A)	P_a (W)	V_a	V_{i_2}	F_{max} full rating (MHz)	$P_{a,max}$ (W)	Socket
DET22 TDO3-10	Disc seal	6.3	0.4	10	350	—	100	2.4	Special
DET29	Disc seal	6.3	0.5	10	450	—	2,300	3.5	Special
DET24 TDO4-20	Disc seal	6.3	1.0	20	400	—	600	23	Special
QQV02-6*	B9A	6.3 12.6	0.8 0.4	2 × 3	275	200	500	5	B9A
QQV03-10* 6360	B9A	6.3 12.6	0.8 0.4	2 × 5	300	200	225	12.5	B9A
QQV03-20A* 6252	B7A	6.3 12.6	1.3 0.65	2 × 10	600	250	200 600	48 20	B7A
QQV06-40A* 5894	B7A	6.3 12.6	1.8 0.9	2 × 20	750	250	200 475	90 60	B7A
QQV07-50*	B7A	6.3 12.6	2.5 1.25	2 × 25	750 600	250 250	180 470	130 69	B7A
4X150A QV1-150A	B8F Special	6.0	2.6	150	1,250	200	165 500	195 140	2m SK600A 70cm SK620A
2C39A 7289 3CX100A5	Disc seal	6.3	1.05	100	1,000	—	2,500	40 17	500MHz Special 2,500MHz
4CX250B QE61-250 QV2-2506	B8F Special	6.0	2.6	250	2,000	400	500	300 (AB1) 390 (C)	2m SK600A 70cm SK620A
4CX250R 7580W	Special	6.0	2.6	250	2,000	400	500	330 (AB1) 420 (C)	2m SK600A 70cm SK620A
4CX350A 8321	Special	6.0	2.9	350	2,500	450	150	400 (AB1)	2m SK600A
4CX350FJ 8904	Special	26.5	0.65	350	2,500	450	150	400 (AB1)	2m SK600A
8874 8875		6.3	3.0	400	2,200	—	500	500	Special
8930	B8F Special	6.0	2.6	350	2,400	450	500	350 (AB1) 450 (C)	SK646
3CX100U7 8961	Disc seal	6	3	100	1,250	—	1,200	225 (C)	Special
8122	11-pin	13.5	1.3	400	2,200	400	500	380 (AB1)	11-pin special
8877 3CX1500A7		6	3	1,500	4,000	—	250	1,500 (AB1) 2,000 (C)	

* Double tetrode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF/UHF MANUAL

Ratings of some commonly used power transistors

Type	$V_{ce, max}$ (V)	$V_{c, max}$ (V)	I_c, max (A)	$P_{c, max}$ (W)	$P_{d, max}$ (W)	f (MHz)	$P_{d, min}$ (dB)	$V_{ce, min}$ (V)
BLX68	36	18	4	10	7.8	470	5.9	13.8
BLX69A	36	18	10	50	20	470	>4	13.8
BLX95	65	30	10	75	40	470	>4.5	28
BLY33	66	33	1.5	5	2	175	8	13.8
BLY34	40	20	1.5	5	3	175	8	13.8
BLY83	66	33	7.5	12	7	175	13	13.8
BLY85	40	20	3	10	>4	175	>10	13.8
BLY88A	36	18	7.5	32	15	175	7.5	12.5
BLY89A	36	18	10	62	25	175	>6	12.5
BLY90	36	18	20	113	50	175	>5	12.5
BLY93A	65	36	9	62	25	175	>9	28
2N3375	65	40	1.5	11.6	>3	400	—	28
2N3553	65	40	1	7	>2.5	175	—	28
2N3632	65	40	3	23	13.5	175	—	28
2N3866	55	30	0.4	5	1	175	10	13.5
2N4427	40	20	0.4	3.5	1	175	10	13.5
2N5590	—	—	—	—	10	175	5.2	13.5
2N5591	36	18	4	70	25	175	4.4	13.5
2N5944	36	16	0.4	5	2	470	9	12.5
2N5945	36	16	0.8	15	4	470	8	12.5
2N5946	36	18	2	37.5	10	470	6	12.5
2N6060	36	18	1.5	12	4	175	12	12.5
2N6081	36	18	2.5	31	15	175	6.3	12.5
2N6082	36	18	4	65	25	175	6.2	12.5
2N6083	36	18	4	65	30	175	5.7	12.5
2N6084	36	18	6	80	40	175	4.5	12.5
C1-12	36	15	0.25	5	1	470	10	12.5
C3-12	36	17	1	10	4	470	.6	12.5
C12-12	36	17	2	25	12	470	—	12.5

Characteristics of some double-balanced diode mixers

Make*	Relcom	Anzac	MCL	MCL	MCL	MCL	Olektron	Olektron	Olektron	Olektron	Olektron
Model	MSF	MD108	SRA-1	SRA-1H	RAY-1	MA-1	CDB-198	CDB-110	CDB-112	CDB-114	CDB-185‡
Frequency range lo (MHz)	2-500	5-500	5-500	5-500	5-500	1-2,500	0.002-50	0.01-100	0.2-200	1-500	5-1,000
RF input (MHz)	2-500	5-500	5-500	5-500	5-500	1-2,500	0.002-50	0.01-100	0.2-200	1-500	5-1,000
I.F. output (MHz)	DC-500	DC-500	DC-500	DC-500	DC-500	1-1,000	DC-50	DC-100	DC-200	DC-500	DC-800
Conversion loss (dB)	9	7.5‡	6.5‡	6.5‡	7.5‡	8.0‡	8.0‡	6.5‡	7.5‡	6‡	7‡
Isolation lo rf (dB)	35-40	40*	45‡	45‡	40‡	40‡	45	45	35	35	20
Isolation lo i.f. (dB)	25-35	35*	40‡	40‡	40‡	40‡	40	40	20	30	15
Power input (total) (mW)	50	400	500	500	1,000	50	40	40	30	35	15
Power lo (dBm)	-7	+7	+7	+17†	-23	+10	—	—	—	—	—
Power lo (mW)	5	5	5	50	200	10	—	—	—	—	—
Signal dB compression level (dBm)	—	—	+1	+10	+15	+7	+7 to +13	+7 to +13	+7 to +13	+7 to +13	+7 to +13
Impedance, all ports (!)	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50

*Max †Min ‡Typical §May be used with lo power + 4dBm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA

Ratings of other semiconductor power devices

Type	V _{ce} (V)	I _c max (A)	P _{ce} Max (W)	P _{dc} (W)	f (MHz)	P ₁ (dB)	V _{ce} (V)
Power fets							
VR66AJ	60	2	25	10	200	10	24
DV2820S	65	2	40	20	175	10	28
DV2840S	65	4	80	40	175	10	28
DV2880U	65	8	160	80	175	10	28
Broadband modules (cascade amplifiers)							
BGY32	—	—	—	18	68-88	100mW	12.5
BGY35	—	—	—	18	132-156	100mW	12.5
BGY36	—	—	—	18	148-174	100mW	12.5
MHW709	—	—	—	7.5	400-470	18.8	12.5
MHW710	—	—	—	13	400-512	19.4	12.5
MHW601	—	—	—	13	146-174	21.0	12.5
MHW602	—	—	—	20	146-174	20.6	12.5

Wire sizes

Wire No.	SWG		AWG		BWG		Std metric (ref to awg) (mm)
	(in)	(mm)	(in)	(mm)	(in)	(mm)	
0000	0.40	10.16	0.460	11.68	0.454	11.53	
000	0.372	9.45	0.409	10.41	0.425	10.80	
00	0.348	8.84	0.365	9.27	0.380	9.65	
0	0.324	8.23	0.325	8.25	0.340	8.64	
1	0.300	7.62	0.289	7.35	0.300	7.62	
2	0.276	7.01	0.258	6.54	0.283	7.21	
3	0.252	6.40	0.229	5.83	0.259	6.58	
4	0.232	5.89	0.204	5.19	0.238	6.05	
5	0.212	5.38	0.182	4.62	0.220	5.59	
6	0.192	4.88	0.162	4.11	0.203	5.16	
7	0.176	4.47	0.144	3.66	0.179	4.57	
8	0.160	4.06	0.128	3.26	0.164	4.19	
9	0.144	3.66	0.114	2.90	0.147	3.76	
10	0.128	3.25	0.102	2.59	0.134	3.40	
11	0.116	2.95	0.091	2.30	0.120	3.05	
12	0.104	2.64	0.081	2.05	0.109	2.77	
13	0.092	2.34	0.072	1.83	0.095	2.41	
14	0.081	2.03	0.064	1.63	0.083	2.11	
15	0.072	1.83	0.057	1.45	0.072	1.83	
16	0.064	1.63	0.051	1.29	0.065	1.65	
17	0.056	1.42	0.045	1.15	0.058	1.47	1.5
18	0.048	1.22	0.040	1.02	0.049	1.24	1.25
19	0.040	1.02	0.036	0.91	0.042	1.07	1.00
20	0.036	0.92	0.032	0.81	0.035	0.89	
21	0.032	0.81	0.028	0.72	0.031	0.81	0.8
22	0.028	0.71	0.025	0.64	0.028	0.71	0.71
23	0.024	0.61	0.023	0.57	0.025	0.64	
24	0.023	0.56	0.020	0.51	0.023	0.56	0.56
25	0.020	0.51	0.018	0.45	0.020	0.51	0.5
26	0.018	0.46	0.016	0.40	0.018	0.46	
27	0.016	0.41	0.014	0.36	0.016	0.41	0.4
28	0.014	0.38	0.013	0.32	0.0135	0.356	
29	0.013	0.35	0.011	0.29	0.013	0.33	
30	0.012	0.305	0.010	0.25	0.012	0.305	0.315
31	0.011	0.29	0.009	0.23	0.010	0.254	
32	0.0106	0.27	0.008	0.20	0.009	0.299	
33	0.010	0.254	0.007	0.18	0.008	0.203	0.25
34	0.009	0.229	0.0063	0.16	0.007	0.178	0.224
35	0.008	0.203	0.0056	0.14	0.005	0.127	0.2
36	0.007	0.178	0.0050	0.13	0.004	0.102	
37	0.0067	0.17	0.0044	0.11			
38	0.006	0.15	0.0040	0.10			
39	0.005	0.127	0.0035	0.08			

SWG = Standard wire gauge; AWG = American wire gauge; BWG = Birmingham wire gauge. Diameters in millimetres are derived from original inch sizes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VHF/UHF MANUAL

Power and voltage ratios in decibels

Power and voltage ratios are normally expressed in decibels where

$$N \text{ (dB)} = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1}$$

where P_1 and P_2 are the power ratios being compared. On the assumption of constant impedance, the corresponding voltage ratios V_2 and V_1 may be used.

$$N \text{ (dB)} = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1}$$

A value in decibels only has absolute meaning if the reference level is stated. The expressions dBm and dBW are frequently

used to express decibels with respect to 1mW and 1W respectively. The table below gives the decibel equivalents of a wide range of voltage and power ratios.

Relationship between dBm and voltage

A power level of 1mW into a 600 or 50Ω resistance has become a standard for comparative purposes. It is the datum 0dBm. Signal levels above and below this datum are expressed in ± dBm; they correspond to finite voltage (or current) levels—not ratios.

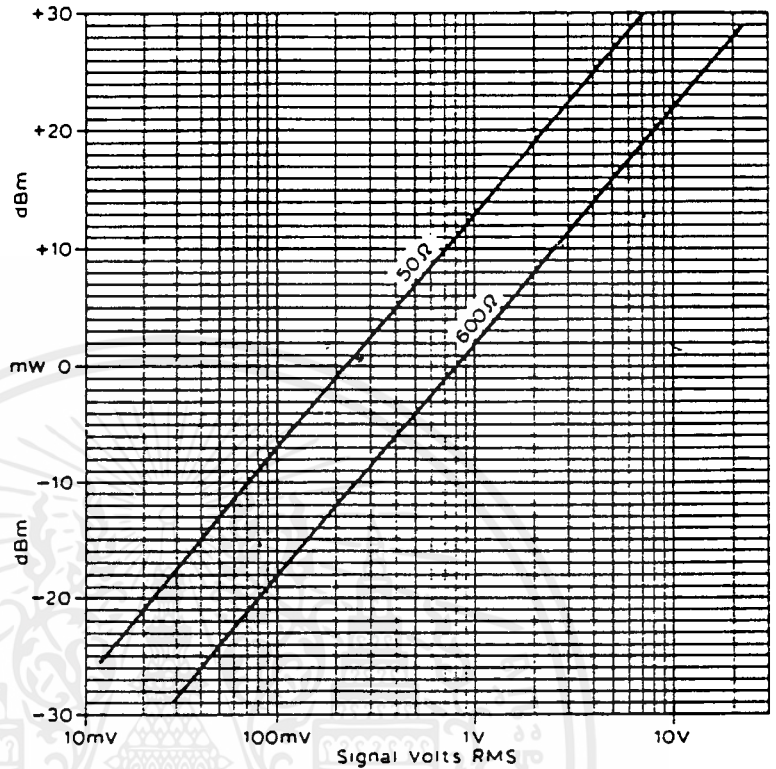
0dBm into a 600Ω resistance corresponds to 0.775V
0dBm into a 50Ω resistance corresponds to 0.225V

Decibel table

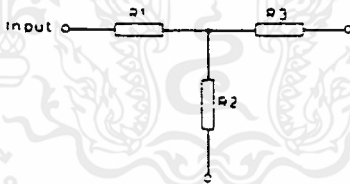
Voltage ratio (equal Impedance)	Power ratio	dB	Voltage ratio (equal Impedance)	Power ratio
1.000	1.000	0	1.000	1.000
0.989	0.977	0.1	1.012	1.023
0.977	0.955	0.2	1.023	1.047
0.966	0.933	0.3	1.035	1.072
0.955	0.912	0.4	1.047	1.096
0.944	0.891	0.5	1.059	1.122
0.933	0.871	0.6	1.072	1.148
0.923	0.851	0.7	1.084	1.175
0.912	0.832	0.8	1.096	1.202
0.902	0.813	0.9	1.109	1.230
0.891	0.794	1.0	1.122	1.259
0.841	0.708	1.5	1.189	1.413
0.794	0.631	2.0	1.259	1.585
0.750	0.562	2.5	1.334	1.778
0.708	0.501	3.0	1.413	1.995
0.668	0.447	3.5	1.496	2.239
0.631	0.398	4.0	1.585	2.512
0.596	0.355	4.5	1.679	2.818
0.562	0.316	5.0	1.778	3.162
0.531	0.282	5.5	1.884	3.548
0.501	0.251	6.0	1.995	3.981
0.473	0.224	6.5	2.113	4.467
0.447	0.200	7.0	2.239	5.012
0.422	0.178	7.5	2.371	5.623
0.398	0.159	8.0	2.512	6.310
0.376	0.141	8.5	2.661	7.079
0.355	0.126	9.0	2.818	7.943
0.335	0.112	9.5	2.985	8.913
0.316	0.100	10	3.162	10.00
0.282	0.0794	11	3.55	12.6
0.251	0.0631	12	3.98	15.9
0.224	0.0501	13	4.47	20.0
0.200	0.0398	14	5.01	25.1
0.178	0.0316	15	5.62	31.6
0.159	0.0251	16	6.31	39.8
0.141	0.0200	17	7.08	50.1
0.126	0.0159	18	7.94	63.1
0.112	0.0126	19	8.91	79.4
0.100	0.0100	20	10.00	100.0
3.16×10^{-2}	10^{-2}	30	3.16×10^2	10^3
10^{-2}	10^{-4}	40	10^2	10^4
3.16×10^{-3}	10^{-5}	50	3.16×10^3	10^5
10^{-3}	10^{-6}	60	10^3	10^6
3.16×10^{-4}	10^{-7}	70	3.16×10^4	10^7
10^{-4}	10^{-8}	80	10^4	10^8
3.16×10^{-5}	10^{-9}	90	3.16×10^5	10^9
10^{-5}	10^{-10}	100	10^5	10^{10}
3.16×10^{-6}	10^{-11}	110	3.16×10^6	10^{11}
10^{-6}	10^{-12}	120	10^6	10^{12}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Relationship between dBm and voltage.



"T" attenuators (50Ω)



Attenuation (dB)	Resistance (Ω)	R1 Dissipation (mW)	R2 Resistance (Ω)	R2 Dissipation (mW)	R3 Resistance (Ω)	R3 Dissipation (mW)	Total dissipation (mW)
1	2.875	57	433.3	102	2.875	46	205
2	5.731	114	215.2	180	5.731	72	360
3	8.55	171	141.9	242	8.55	87	446
4	11.31	226	104.8	285	11.31	90	520
5	14.01	280	82.24	314	14.01	88	682
6	16.61	332	66.93	332	16.61	83	747
7	19.12	387	55.80	341	19.12	76	804
8	21.53	430	47.31	343	21.53	68	841
10	25.97	519	35.14	328	25.97	52	899
12	29.92	598	26.81	300	29.92	38	936
15	34.9	710	18.36	235	34.9	21	966
20	40.91	818	10.10	168	40.91	10	996
25	44.67	894	5.641	98	44.67	5	997
30	46.9	938	3.165	59	46.9	1	998
35	48.25	970	1.779	29	48.25	<1	999
40	49.01	980	1.000	20	49.01	<1	1,000

Dissipations based on 1W input with a 50Ω termination.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Resonant rf chokes for vhf

In ht equipment rf chokes are not usually resonant because of the wide frequency range covered, but on vhf and uhf such chokes are used, not only in the anode, grid, collector, base, gate or drain circuits but often in heater leads in the case of valve equipment.

A resonant choke is normally a single-layer winding, which by virtue of its own self-capacitance, resonates at the operating frequency. At the normal frequencies over which the equipment is used, chokes designed for mid-band will be effective over a reasonable bandwidth.

For a single-layer coil

$$\text{wavelength} = NL$$

where N is the shape factor depending the coil length to diameter ratio

or
$$L = \frac{\text{wavelength}}{N}$$

The graph shows the relationship between N and L/D

The length of wire $L = c/fD$
 number of turns $n = L/\pi d$
 wire diameter $d = L/n$

where D = diameter of coil

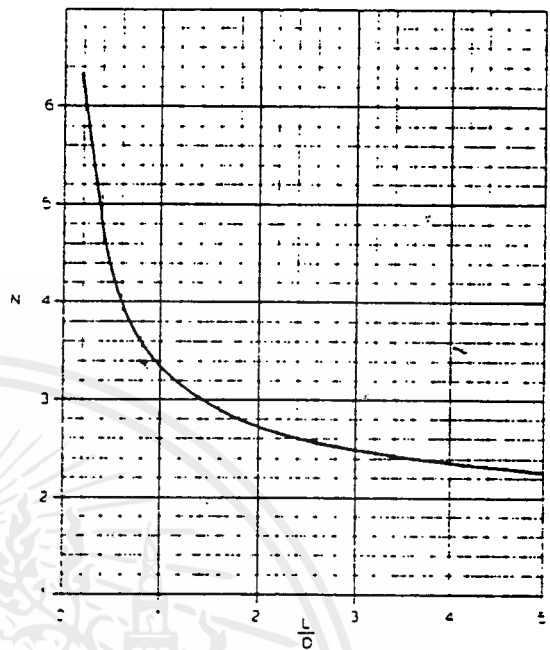
L = length of coil

N = see curve on right

f = operating frequency

$c = 300 \times 10^6 \text{ Hz}$

$\pi = 3.142$



Relationship between shape factor and length diameter ratio

Safety recommendations for the amateur radio station

1. All equipment should be controlled by one master switch, the position of which should be well known to others in the house or club
2. All equipment should be properly connected to a good and permanent earth (Note A.)
3. Wiring should be adequately insulated, especially where voltages greater than 500V are used. Terminals should be suitably protected
4. Transformers operating at more than 100V rms should be fitted with an earthed screen between the primary and secondary windings
5. Capacitors of more than 0.01µF operating in power packs, modulators etc (other than for rf bypass or coupling) should have a bleeder resistor connected directly across their terminals. The value of the bleeder resistor should be low enough to ensure rapid discharge. A value of 1:1C Megohms (where C is in microfarads) is recommended. The use of earthed probe leads for discharging capacitors in case the bleeder resistor is defective is also recommended (Note B). Low-leakage capacitors, such as paper and oil-filled types, should be stored with their terminals short-circuited to prevent static charging.
6. Indicator lamps should be installed showing that the equipment is live. These should be clearly visible at the operating and test position. Faulty indicator lamps should be replaced immediately. Gas-filled (neon) lamps are more reliable than filament types.
7. Double-pole switches should be used for breaking mains circuits on equipment. Fuses of correct rating should be connected to the equipment side of each switch. (Note C). Always switch off before changing a fuse. The use of ac/dc equipment should be avoided
8. In metal enclosed equipment install primary circuit breakers, such as micro-switches, which operate when the door or lid is opened. Check their operation frequently.
9. Test prods and test lamps should be of the insulated pattern
10. A rubber mat should be used when the equipment is installed on a floor that is likely to become damp.
11. Switch off before making any adjustments. If adjustments must be made while the equipment is live, use one hand only and keep the other in your pocket. Never attempt two-handed work without switching off first. Use good-quality insulated tools for adjustments
12. Do not wear headphones while making internal adjustments on live equipment
13. Ensure that the metal cases of microphones, morse keys etc are properly connected to the chassis.
14. Do not use meters with metal zero-adjusting screws in high-voltage circuits. Beware of live shafts projecting through panels, particularly when metal grub screws are used in control knobs
15. Antennas should not, under any circumstances, be connected to the mains or other ht source. Where feeders are connected through a capacitor which may have ht on the other side, a low-resistance dc path to earth should be provided (rf choke)

Note A Owing to the common use of plastic water main and sections of plastic pipe in effecting repairs, it is no longer safe to assume that a mains water pipe is effectively connected to earth. Steps must be taken, therefore, to ensure that the earth connection is of sufficiently low resistance to provide safety in the event of a fault. Checks should be made whenever repairs are made to the mains water system in the building.

Note B A "wandering earth lead" or an "insulated earthed probe lead" is an insulated lead permanently connected at one end to the chassis of the equipment, at the other end a suitable length of bare wire is provided for touch-contacting the high potential terminals to be discharged

Note C Where necessary, surge-proof fuses can be used.

MV2101 thru MV2115

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic—All Types	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Reverse Break-down Voltage (I _R = 10 μAdc)	BV _R	30			Vdc
Reverse Voltage Leakage Current (V _R = 25 Vdc, T _A = 25°C)	I _R		-	0.10	μAdc
Series Inductance (f = 250 MHz, Lead Length ≈ 1/16")	L _S		6.0	-	nH
Case Capacitance (f = 1.0 MHz, Lead Length ≈ 1/16")	C _C		0.18	-	pf
Diode Capacitance Temperature Coefficient (V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz)	TC _C		280	400	ppm/°C

Device	C _T , Diode Capacitance V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V _R = 4.0 Vdc, f = 60 MHz	TR, Tuning Ratio C _T /C ₃₀ f = 1.0 MHz		
	Min	Nom	Max		Min	Typ	Max
MV2101	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MV2102	7.4	8.2	9.0	450	2.5	2.8	3.2
MV2103	9.0	10.0	11.0	400	2.5	2.9	3.2
MV2104	10.8	12.0	13.2	400	2.5	2.9	3.2
MV2105	13.5	15.0	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MV2106	16.2	18.0	19.8	350	2.5	2.9	3.2
MV2107	19.8	22.0	24.2	350	2.5	2.8	3.2
MV2108	24.3	27.0	29.7	300	2.5	3.0	3.2
MV2109	29.7	33.0	36.3	300	2.5	3.0	3.2
MV2110	35.1	39.0	42.9	150	2.6	3.0	3.2
MV2111	47.3	47.0	51.7	150	2.5	3.0	3.2
MV2112	50.4	56.0	61.6	150	2.6	3.0	3.2
MV2113	61.2	68.0	74.8	150	2.6	3.0	3.2
MV2114	72.8	82.0	90.2	100	2.6	3.0	3.2
MV2115	90.0	100.0	110.0	100	2.6	3.0	3.2

PARAMETER TEST METHODS

1. L_S, SERIES INDUCTANCE

L_S is measured on a shorted package at 250 MHz using an impedance bridge (Boonton Radio Model 250A RX Meter).

2. C_C, CASE CAPACITANCE

C_C is measured on an open package at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

3. C_T, DIODE CAPACITANCE

IC_T = C_C + C_J. C_T is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

4. TR, TUNING RATIO

TR is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc divided by C_T measured at 30 Vdc.

5. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equation:

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33ASB). Use Lead Length ≈ 1/16"

6. TC_C, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TC_C is guaranteed by comparing C_T at V_R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T_A = -65°C with C_T at V_R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T_A = +85°C in the following equation which defines TC_C:

$$TC_C = \frac{C_T(+85^\circ C) - C_T(-65^\circ C)}{C_T(25^\circ C)} \cdot \frac{10^6}{85 - 65}$$

Accuracy limited by measurement of C_T to ± 0.1 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MV2101 thru MV2115

TYPICAL DEVICE PERFORMANCE

FIGURE 1 - DIODE CAPACITANCE versus REVERSE VOLTAGE

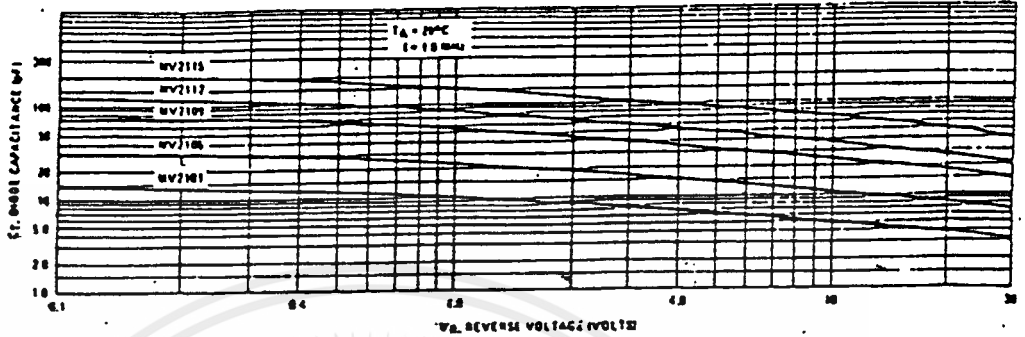


FIGURE 2 - NORMALIZED DIODE CAPACITANCE versus JUNCTION TEMPERATURE

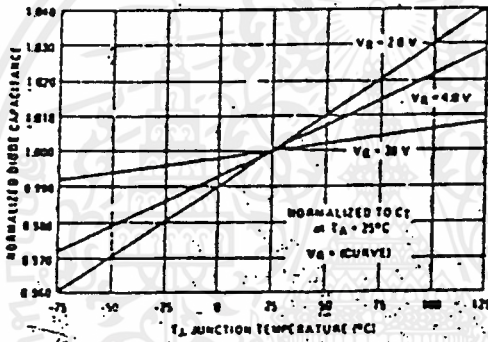


FIGURE 3 - REVERSE CURRENT versus REVERSE BIAS VOLTAGE

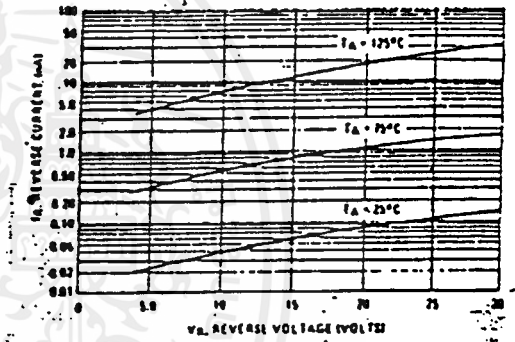


FIGURE 4 - FIGURE OF MERIT versus REVERSE VOLTAGE

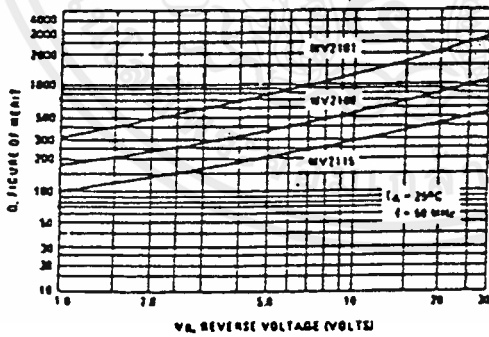
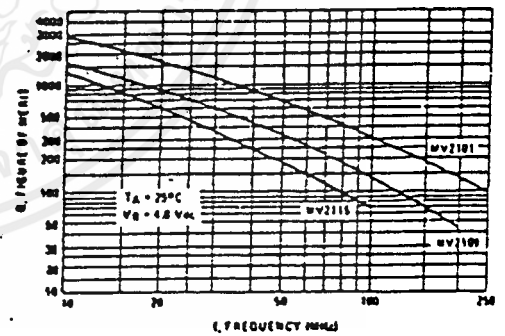


FIGURE 5 - FIGURE OF MERIT versus FREQUENCY

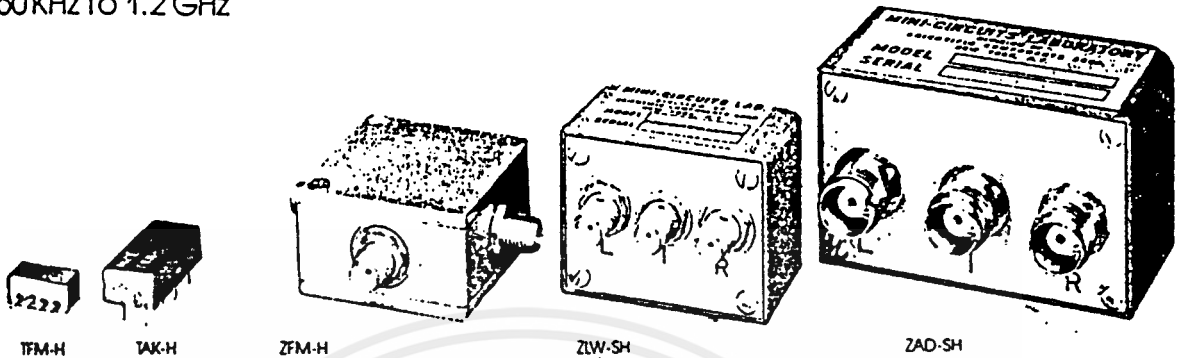


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

very low distortion

LEVEL 17S (+17dBm LO, up to +14dBm RF)

50KHz to 1.2 GHz



MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB						LO-IF ISOLATION, dB						
	LO/RF f_L-f_U	IF	Mid-Band m		Total Range		L		M		U		L		M		U		
			Typ	Max	Typ	Max	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	
M-H 802	TFM-1H	2-500	DC-500	6.0	7.5	7.0	8.5	50	45	40	30	30	20	45	40	35	25	25	20
	TFM-2H	5-1000	DC-1000	6.2	7.0	7.0	10	50	45	40	30	30	20	45	40	35	25	25	17
	TFM-3H	1-250	DC-250	5.0	7.0	6.0	8.5	50	45	40	30	28	23	45	40	35	25	26	20
1813	TFM-4H	5-1200	DC-1200	6.5	8.0	7.0	9.0	50	40	35	25	30	20	50	40	35	20	30	20
K-H A08	TAK-1H	2-500	DC-500	6.0	7.5	7.0	8.5	50	40	40	30	30	25	45	35	35	25	25	20
	TAK-1WH	5-750	DC-750	6.2	7.5	7.0	9.0	50	40	40	30	30	25	45	35	35	25	30	20
	TAK-3H	05-300	DC-300	5.0	7.0	6.0	8.5	55	45	40	30	30	25	50	40	35	25	25	20
M-H 1818	ZFM-1H	2-500	DC-500	6.0	7.5	7.0	8.5	50	45	40	30	30	25	45	35	35	25	25	20
	ZFM-2H	5-1000	DC-1000	6.2	7.0	7.0	10	50	40	40	30	30	20	45	40	35	25	25	17
	ZFM-3H	05-300	DC-300	5.0	7.0	6.0	8.5	55	45	40	30	30	25	50	40	35	25	25	20
ZLW-SH M 821	ZLW-1SH	2-500	DC-500	6.0	7.5	7.0	8.5	50	40	40	30	30	25	45	35	35	25	25	20
	ZLW-1WSH	5-750	DC-750	6.2	7.5	7.0	9.0	50	45	40	30	30	20	45	40	35	25	30	20
	ZLW-3SH	05-300	DC-300	5.0	7.0	6.0	8.5	55	45	40	30	30	25	50	40	35	25	25	20
ZAD-SH M 822	ZAD-1SH	2-500	DC-500	6.0	7.5	7.0	8.5	50	40	40	30	30	25	45	35	35	25	25	20
	ZAD-1WSH	5-750	DC-750	6.2	7.5	7.0	9.0	50	45	40	30	30	20	45	40	35	25	30	20
	ZAD-3SH	05-300	DC-300	5.0	7.0	6.0	8.5	55	45	40	30	30	25	50	40	35	25	25	20

L = low range (f_L to $10 f_L$) M = mid range ($10 f_L$ to $f_U/2$) U = upper range ($f_U/2$ to f_U)
 m = mid band ($2 f_L$ to $f_U/2$)

Two-Tone 3rd order IM below IF

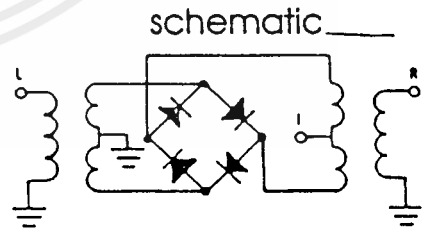
each tone (0dBm, 200 and 202 MHz), LO (+17dBm, 180 MHz)
 all models 60dB typ 55 dB min
 except 55 dB typ 45 dB min for TFM-3H, TAK-3H, ZFM-3H, ZLW-3SH, ZAD-3SH

NOTES:

- For quality control procedures, environmental specifications, and H-Rel, MIL and IX description see section 1
- Absolute Maximum Ratings. RF power 200 mW, peak IF current 40 mA, see section 1
- For connector types and case mounting options, see case style outline drawings, section 1
- Prices and specifications subject to change without notice

pin and coaxial connections

see case style outline drawing



Series	TFM-H	TAK-H		ZFM-H	ZLW-SH	ZAD-SH
Models	all models	-1H -3H	-1WH	all models	all models	all models
LO	4	8	8	1	1	1
RF	1	1	1	2	3	3
IF	2	3,4*	3,4*	3	2	2
GND	3	2,5,6,7	2,5,6,7	—	—	—
CASE GND	3	2	2,5,6,7	—	—	—

*pins must be connected externally

MIL-M-28837/1A, NSN GUIDE

MCL NO.	NSN	MIL M 28837/1A*
TAK-1H	5895 01-167-9721	
TAK-1WH	5895 01-189-9481	
TFM-1H	5895-01-129-0110	
TFM-2H-9	5865-01-164-1386	

Mini-Circuits

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านพาณิชย์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MV2101
thru
MV2115



MOTOROLA

VVC

SILICON EPICAP DIODES

... designed in the popular PLASTIC PACKAGE for high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

- High Q with Guaranteed Minimum Values
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance - 10%
- Complete Typical Design Curves

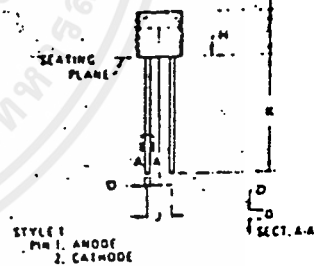
VOLTAGE-VARIABLE
CAPACITANCE DIODES

6.8-100 pF
30 VOLTS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Units
Reverse Voltage	V_R	30	Volts
Forward Current	I_F	200	mA
Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	280	mW
Dwatts above 25°C		2.5	mW/°C
Junction Temperature	T_J	+125	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.45	4.70	0.175	0.185
B	0.41	0.44	0.016	0.018
J	2.29	2.79	0.090	0.110
K	1.78	-	0.070	-

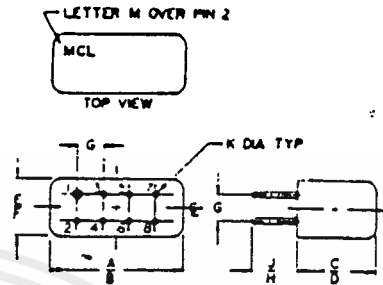
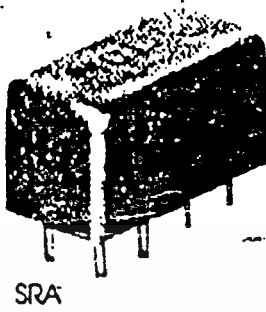
CASE 187-03

MOTOROLA RF DEVICE DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency Mixers

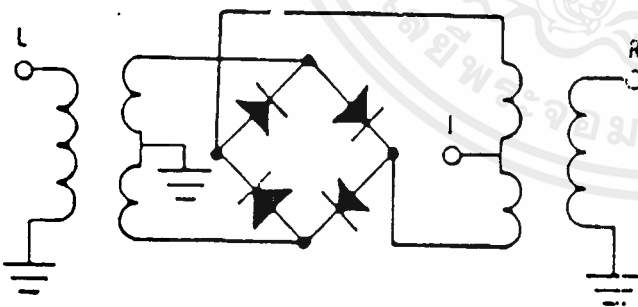
A	B	C	D	E	F	G	H	J	K
770	800	285	310	370	400	200	20	14	.031
19 56	20 32	7 74	7 88	9 40	10 16	5 08	5 08	3 56	79



NOTE: Blue Bead indicates pin 1.
Pin numbers do not appear on unit.
For reference only.

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB				LO-RF ISOLATION, dB			LO-IF ISOLATION, dB								
	LO/RF	IF	Mid-Band		Total		L	M		L	M							
	$f_L - f_U$		m	Range	Typ	Max	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min	Typ	Min				
SBL-1	1-500	DC-500	5.5	7.0	6.5	8.0	60	45	45	35	40	25	45	35	40	25	30	20
SBL-1X	10-1000	5-500	6.0	7.5	7.0	8.0	50	30	40	30	30	20	50	45	40	35	35	25

schematic



PIN OUT

	-1	-1X
LO	8	8
RF	1	3,4
IF	3,4*	1
GND	2,5,6,7	2,5,6,7
CASE GND	-	2,5,6,7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression - 65 dB typ @ 0.5 MHz
 - 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection - 85 dB typ

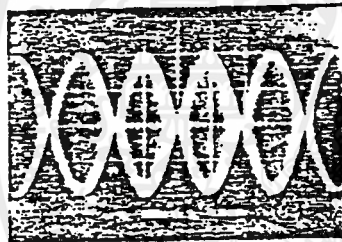


FIGURE 1 - SUPPRESSED CARRIER OUTPUT WAVEFORM

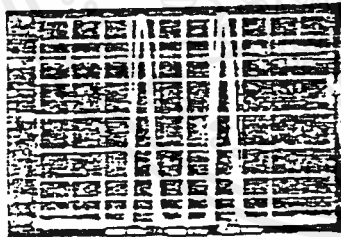


FIGURE 2 - SUPPRESSED CARRIER SPECTRUM

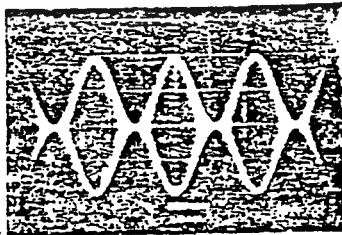
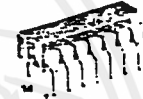
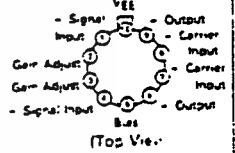


FIGURE 3 - AMPLITUDE MODULATION OUTPUT WAVEFORM

MC1495
MC1596

BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR

G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 603



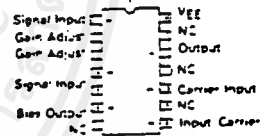
L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(ISO-14)



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646

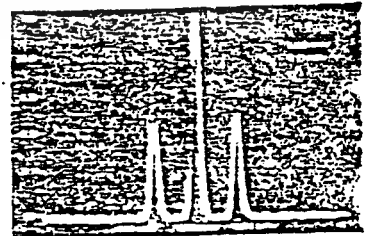
PIN ASSIGNMENTS



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
MC1495G	-55°C to +75°C	SO-14
MC1495D		Micro Car
MC1495L		Ceramic DP
MC1495P	-55°C to +125°C	Plastic DP
MC1596C		Micro Car
MC1596L		Ceramic DP

FIGURE 4 - AMPLITUDE MODULATION SPECTRUM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

MAXIMUM RATINGS* (T_A = -25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V _E - V ₇ , V ₆ - V ₁ , V ₉ - V ₇ , V ₉ - V ₆ , V ₇ - V ₄ , V ₇ - V ₁ , V ₈ - V ₄ , V ₈ - V ₆ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₂)	V	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₇ - V ₆ V ₄ - V ₁	-5.0 = (5 × I _B R _Q)	Vdc
Maximum Bias Current	I _B	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Meta ¹ Package	R _{θJA}	100 100 160	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	0 to -70 -55 to -125	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 to -150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS* (V_{CC} = -12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I_B = 1.0 mAdc, R₁ = 3.9 kΩ, R_Q = 1.0 kΩ, T_A = -25°C,
a¹ Input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.

Characteristic	Fig	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V _C = 60 mVrms sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVp-p square wave offset adjusted to zero offset not adjusted	1C	1	V _{CFT}	—	40 140	—	—	40 140	—	μVrms mVrms
Carrier Suppression f _C = 10 kHz, 300 mVrms f _C = 500 kHz, 60 mVrms sine wave f _C = 10 MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	V _{CS}	—	50 65 50	—	—	40 65 50	—	dB
Transmittance Bandwidth (Magnitude R _L = 50 ohms) Carrier Input Port V _C = 60 mVrms sine wave f _C = 1.0 kHz, 300 mVrms sine wave Signal Input Port V _S = 300 mVrms sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	—	300 80	—	—	300 80	—	MHz
Signal Gain V _S = 100 mVrms, f = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	r _{ip} C _p	—	200 2.0	—	—	200 2.0	—	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	r _{op} C _{oc}	—	40 5.0	—	—	40 5.0	—	kΩ pF
Input Bias Current I _{B5} = (I ₇ - I ₆) / 2, I _{B2} = (I ₇ - I ₈) / 2	7	—	I _{B5} I _{B2}	—	12 12	25	—	12 12	30 30	μA
Input Offset Current I _{OS} = I ₇ - I ₆ , I _{OC} = I ₇ - I ₈	7	—	I _{OS} I _{OC}	—	0.7 0.7	5.0	—	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to -125°C)	7	—	TC _{I_{OS}}	—	2.0	—	—	2.0	—	nA/°C
Output Offset Current I _O = I ₆	7	—	I _O	—	14	50	—	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to -125°C)	7	—	TC _{I_O}	—	90	—	—	90	—	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _C = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	Vp-p
Common-Mode Gain, Signal Port, f _C = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 8)	10	—	V _{OUT}	—	6.0	—	—	6.0	—	Vp-p
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V _{OUT}	—	6.0	—	—	6.0	—	Vp-p
Power Supply Current: I _E = I ₆ I ₁₀	7	6	I _{CC} I _{EE}	—	2.0 3.0	3.0 4.0	—	2.0 3.0	4.0 5.0	mA/oc
DC Power Dissipation	7	5	P _D	—	33	—	—	33	—	mW

*Pin number references pertain to this device when packaged in a meta¹ can.
To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

GENERAL OPERATING INFORMATION*

Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R_1 of Figure 5).

Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sine wave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level, V_S . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair — or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low-frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ($V_C = 0.5 \text{ Vdc}$). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_E .

$$V_S \leq I_E R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources, or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

Power Dissipation

Power dissipation, P_D within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming $V_9 = V_6, I_5 = I_6 = I_8$ and ignoring base current, $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{10}) + I_5 (V_5 - V_{10})$ where subscripts refer to pin numbers.

Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions.

A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_8$$

$$I_E \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_E} - 500 \Omega$$

where: R_5 is the resistor between pin 5 and ground
 $\phi = 0.75 \text{ V}$ at $T_A = -25^\circ\text{C}$

The MC1596 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_8 = V^+ - I_5 R_L$$

Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq [V_6, V_9] - [V_7, V_8] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [V_7, V_8] - [V_1, V_4] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [V_1, V_4] - [V_5] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_8, V_7 = V_9, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Transmittance Bandwidth

Carrier transmittance bandwidth is the 3 dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$|T_{21C}| = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_O = 0}$$

Signal transmittance bandwidth is the 3 dB bandwidth of the device forward transmittance as defined by:

$$|T_{21S}| = \frac{i_o \text{ (signal)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON MODE GAIN

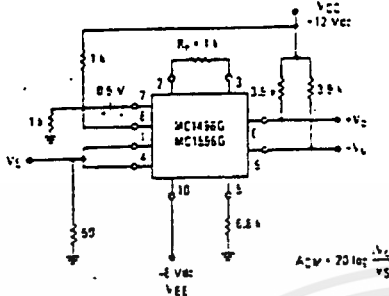
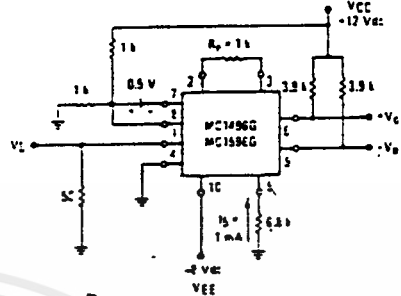


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5. $f_c = 500 \text{ kHz}$ (sine wave), $V_c = 60 \text{ mV (rms)}$, $I_S = 1 \text{ mA}$, $V_S = 300 \text{ mV (rms)}$, $T_A = -25^\circ \text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

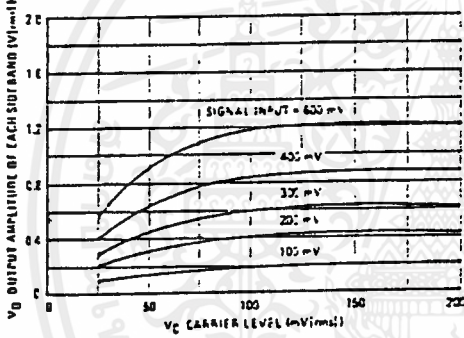


FIGURE 12 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

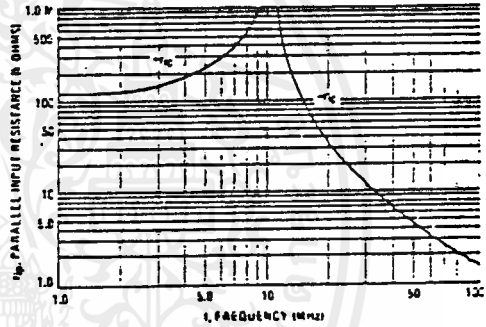


FIGURE 13 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

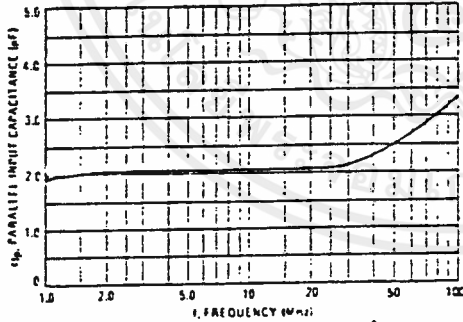
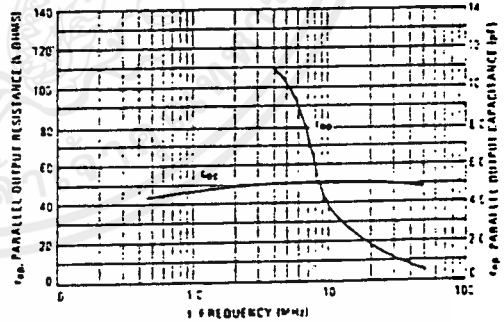


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 3. $f_c = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mV(rms), $I_g = 1$ mA, $V_S = 300$ mV(rms), $T_A = -25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

FIGURE 15 - SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

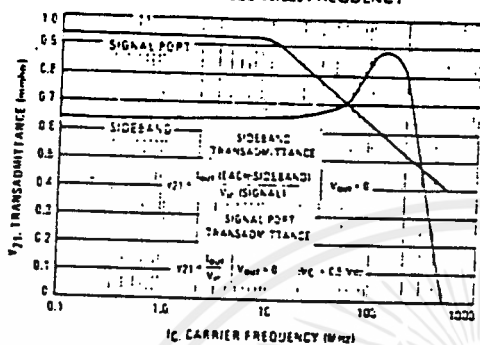


FIGURE 16 - CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

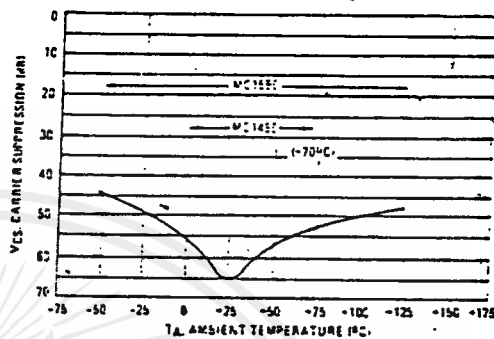


FIGURE 17 - SIGNAL-PORT FREQUENCY RESPONSE

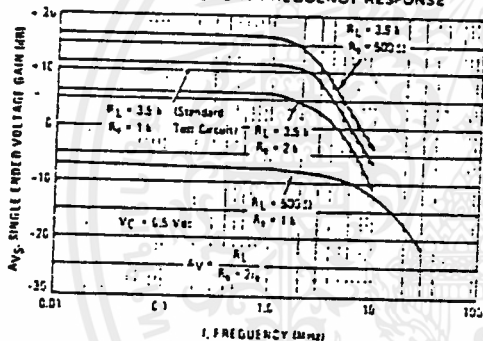


FIGURE 18 - CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

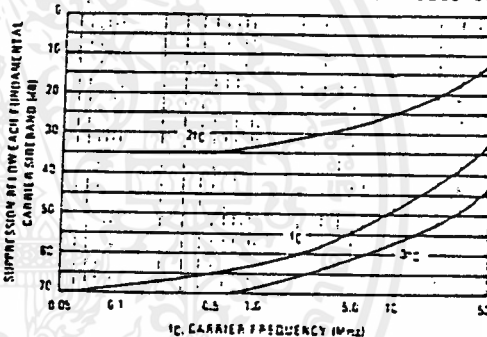


FIGURE 19 - CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

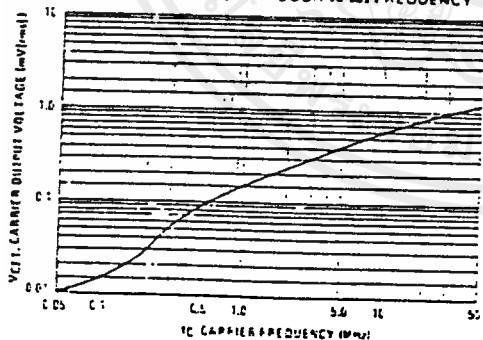
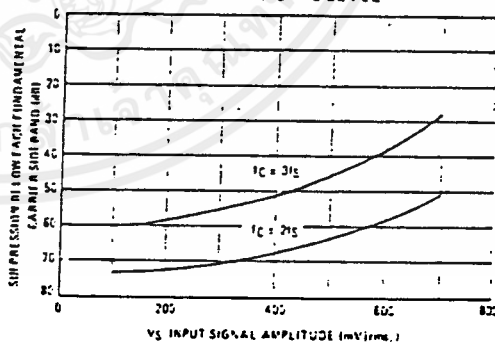


FIGURE 20 - SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, MC1596

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 - SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

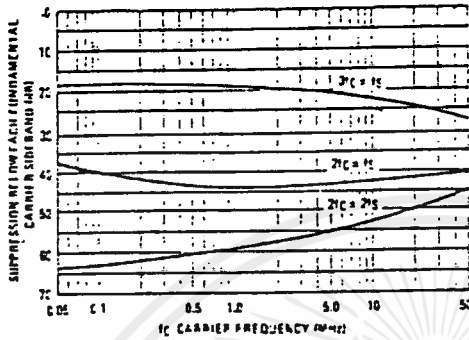
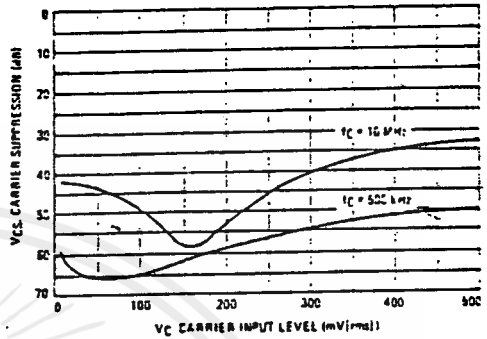


FIGURE 22 - CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, double balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has no emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

FIGURE 23 - CIRCUIT SCHEMATIC*

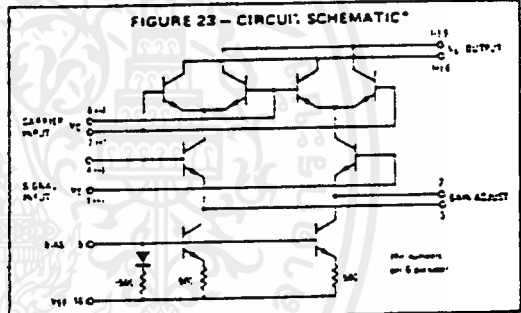
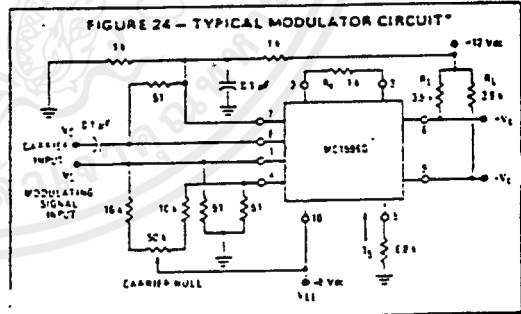


FIGURE 24 - TYPICAL MODULATOR CIRCUIT*



*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

MC1496, MC1596

OPERATIONS INFORMATION (continued)

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression.

$$V = (I_E) (R_E) \text{ volts peak..}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

FIGURE 25 - TABLE 1
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2i(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	1M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	1M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C (\text{rms})}{2 \sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	1C ± 1M
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	1C ± 1M, 31C = 1M, 51C ± 1M, . . .

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1596/MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions.

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Table 1, along with the frequency components contained in the output signal.

NOTES:

1. Low-level Modulating Signal, V_M , assumed in all cases V_C is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, 1C = 1M and 31C = 1M.
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4. R_L = Load resistance.
5. R_E = Emitter resistance between pins 2 and 3.
6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at +25°C.

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E (\text{mA})}$$

7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} = 26 \text{ mV at room temperature}$$

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 20 microvolts and a dynamic range of 80 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz, the 0.1 μF capacitor at pins 7 and 8 should be increased to 1.0 μF. Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/MC1496 the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

The circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSE input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

MC1496, MC1596

APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Doubly Balanced Mixer

The MC1596/MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mV(rms).

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1596/MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detector and FM Detection

The MC1596/MC1496 will function as a phase detector. High level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1596/MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1596/MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

Pin number references pertain to the device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR
(-12 Vdc SINGLE SUPPLY)

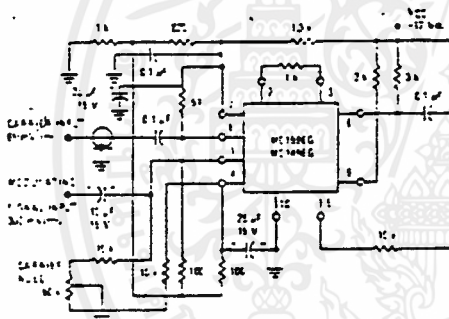


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

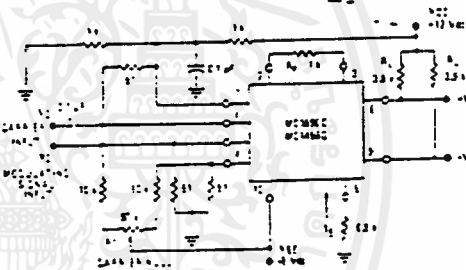


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

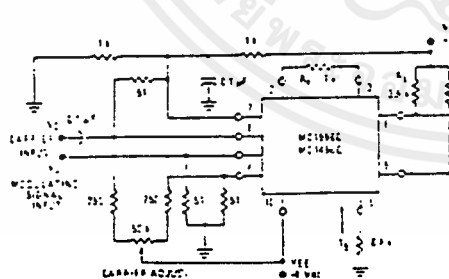
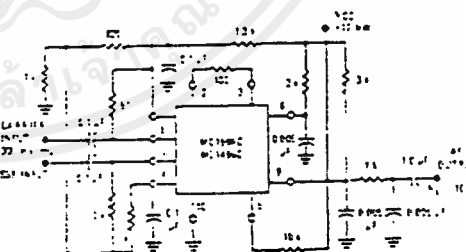


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR
(-12 Vdc SINGLE SUPPLY)



MC1496, MC1556

TYPICAL APPLICATIONS (continued)

Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

FIGURE 30 - DOUBLY BALANCED MIXER
(BROADBAND INPUTS, 9.0 MHz TUNED OUTPUT)

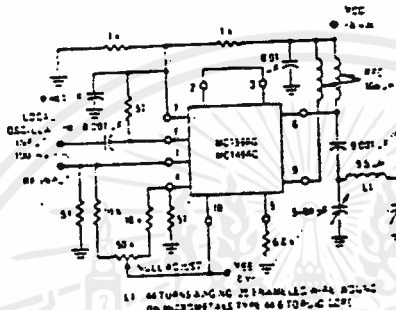


FIGURE 31 - LOW FREQUENCY DOUBLER

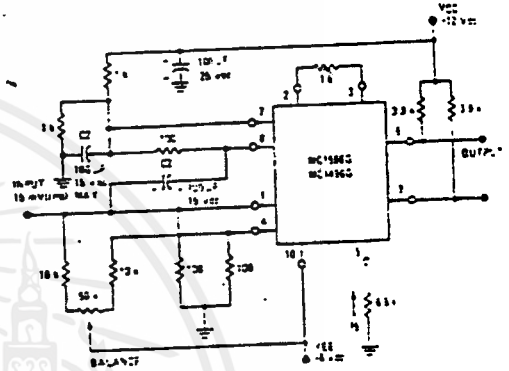
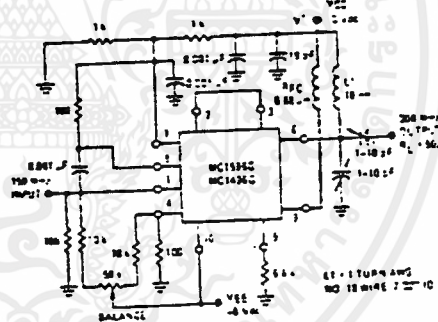
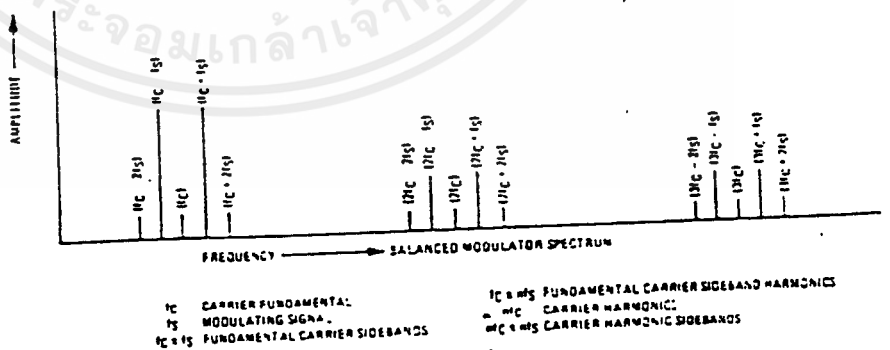


FIGURE 32 - 150 to 300 MHz DOUBLER



DEFINITIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

These low cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar devices.

- Input Offset Voltage of 5.0 mV Max (LF347B)
- Low Input Bias Current - 50 pA
- Low Input Noise Voltage - 16 nV $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide Gain Bandwidth - 4.0 MHz
- High Slew Rate - 13 V/ μs
- Low Supply Current - 1.8 mA per Amplifier
- High Input Impedance - $10^{12} \Omega$
- High Common-Mode and Supply Voltage Rejection Ratios - 100 dB

MAXIMUM RATINGS

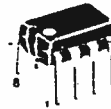
Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC VEE	-18 18	V
Differential Input Voltage	V _{ID}	-30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	-15	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t _{SC}	Continuous	
Power Dissipation at T _A = 25 C	P _D	900	mW
Derate above T _A = 25 C	T _{θJA}	10	mW/C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to -70	C
Operating Junction Temperature Range	T _J	115	C
Storage Temperature Range	T _{STG}	65 to -150	C

NOTES-

1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is limited to the negative power supply.
2. Any amplifier output can be shorted to ground indefinitely, however, if more than one amplifier output is shorted simultaneously, maximum junction temperature ratings may be exceeded.

LF347
LF351
LF353

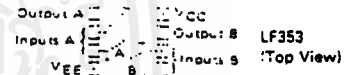
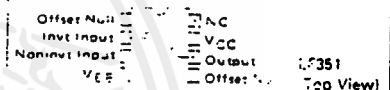
**FAMILY OF BIFET
 OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUITS**



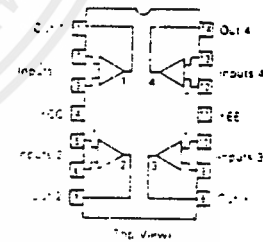
**N SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 626
 (LF351, LF353 Only)**



**D SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 751
 (SO-8)
 (LF351, LF353 Only)**



**N SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 646
 (LF347 Only)**



ORDERING INFORMATION

Function	Device	Package
Single	LF351D	SO-8
Single	LF351N	Plastic DIP
Dual	LF353D	SO-8
Dual	LF353N	Plastic DIP
Quad	LF347BN	Plastic DIP
Quad	LF347N	Plastic DIP

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF347, LF351, LF353

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	LF347B			LF347, LF351, LF353			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}$, $V_{CM} = 0$) $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$	V_{IO}	—	1.0	5.0	—	5.0	10 13	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_S \leq 10\text{ k}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$	I_{IO}	—	25	100	—	25	100	pA nA
Input Bias Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$	I_{IB}	—	50	200	—	50	200	pA nA
Input Resistance	r_i	—	10^{12}	—	—	10^{12}	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	≥ 11	-15 -12	—	≥ 11	+15 -12	—	V
Large-Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L \geq 2.0\text{ k}$) $T_A = -25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq -70^\circ\text{C}$	A_{VOL}	50 25	100	—	25 15	100	—	V/mV
Output Voltage Swing ($R_L = 10\text{ k}$)	V_O	≥ 12	≥ 14	—	≥ 12	≥ 14	—	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \geq 10\text{ k}$)	CMRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	PSRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Current	I_D	—	7.2	11	—	7.2	11	mA
	LF347	—	—	—	—	1.8	3.4	
	LF351	—	—	—	—	3.6	6.5	
Slew Rate ($A_V = -1$)	SR	—	13	—	—	13	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Gain-Bandwidth Product	BWp	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz
Equivalent Input Noise Voltage ($R_S = 100\text{ }\Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$)	e_n	—	24	—	—	24	—	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current ($f = 1000\text{ Hz}$)	i_n	—	0.01	—	—	0.01	—	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation (LF347, LF353) 10 Hz $\leq f \leq$ 20 kHz (Input Referred)	—	—	120	—	—	-120	—	dB

For Typical Characteristic Performance Curves, refer to MC34001/34002/34004 data sheet.

NOTES: (continued)

3 Input bias currents of JFET input op amps are not guaranteed for every 10°C rise in junction temperature. To maintain junction temperatures as close to ambient as is possible, pulse the inputs and output during test.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- | | | | |
|-----|----------------------------|---|------------------|
| 1. | MOTOLOLA | RF DEVICE DATA VOLUME I | ; AMERICA, 1988 |
| 2. | MOTOLOLA | RF DEVICE DATA VOLUME II | ; AMERICA, 1988 |
| 3. | MOTOLOLA | SMALL SIGNALS DATA BOOK | ; AMERICA, 1988 |
| 4. | MOTOLOLA | ECL DATA BOOK | ; AMERICA, 1988 |
| 5. | MOTOLOLA | LINEAR DATA BOOK | ; AMERICA, 1988 |
| 6. | A.C.BINGHAM | THE THEORY AND PRACTICE OF MODEM DESIGN | ; AMERICA, 1988 |
| 7. | E.ZIEMER, | DIGITAL COMMUNICATINS AND SPREAD | |
| 8. | L.PETERSON | SPECTRUM SYSTEM | ; AMERICA, 1985 |
| 9. | W.COUCH | DIGITAL AND ANALOG COMMUNICATION SYSTEM | ; AMERICA, 1987 |
| 10. | Z.PEEBLES | DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS | ; AMERICA, 1987 |
| 11. | KAMILO FEHER | DIGITAL COMMUNICATIONS | ; AMERICA, 1983 |
| 12. | L.HILBURN, | MANUAL OF ACTIVE FILTER DESIGN | ; AMERICA, 1973 |
| 13. | E.JOHNSON | | |
| 14. | บัณฑิต วิจารณ์อารยานนท์ | หลักการไฟฟ้าสื่อสาร | ; จุฬาฯ , 1989 |
| 15. | ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล | หลักการระบบสื่อสาร | ; ซีเอ็ดฯ , 1990 |
| 16. | ซีเอ็ดยูเคชั่น | คู่มือเทียบเบอร์ IC TTL | ; ซีเอ็ดฯ , 1991 |
| 17. | ซีเอ็ดยูเคชั่น | คู่มือ TRANSISTORS | ; ซีเอ็ดฯ , 1991 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้