



เครื่องส่งวิดีโอไร้สายย่าน UHF

UHF WIRELESS VIDEO TRANSMITTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป **009591** การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2535

ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม สาขา เทคโนโลยีโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง เครื่องส่งวิทยุไอรีสายย่าน UHF

- ผู้จัดทำ 1. นายประสิทธิ์ ไม้หอม  
2. นายไมตรี ชलयนเดช



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# เรื่อง เครื่องส่งวิทยุไอไร้สายย่าน UHF

นายประสิทธิ์ ไม้หอม

นายไมตรี ชलयนเดชะ .

อ. ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2535



## บทคัดย่อ

โครงการนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะสร้างเครื่องส่งวิทยุไอไร้สาย โดยส่งคลื่นโทรทัศนีย่าน UHF CH.21 ย่านความถี่ 470.76 MHz จากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่งได้โดยไม่ต้องใช้สายส่งใดๆ เลย ซึ่งมีรัศมีทำการไกลประมาณ 100 เมตร สำหรับเครื่องส่งวิทยุไอไร้สายที่สร้างขึ้นนี้ประกอบด้วย ภาคกำเนิดความถี่, ภาคเพิ่มความถี่เป็นสามเท่า, สองเท่า, สองเท่า, ภาคมอดูเลเตอร์, ภาคบัฟเฟอร์, ภาค RF Amp. และภาคสายอากาศ ซึ่งเป็นหลักสำคัญในการสร้างเครื่องส่งวิทยุไอไร้สายย่าน UHF ผลที่ได้จากการทดลองเครื่องต้นแบบนี้ส่งได้ไกล 200 เมตร ได้ภาพชัดแจ่มน่าพอใจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# UHF WIRELESS VIDEO TRANSMITTER

Mr. PRASIT MAIHOM

Mr. MAITREE JALAYANATAYJA

Mr. PRADIT WATCHARAPIBOOL

Advisor

1992

## Abstract

The purpose of this project for UHF WIRELESS VIDEO TRANSMITTER invention. In the frequency 470.76 MHz on the RF signal. For longer ranges up to Several miles, Having Various stage it's devided for oscillator, 1<sup>st</sup> Tripper, 2<sup>nd</sup> Double, 3<sup>rd</sup> Double, Video Modulator, Buffer, Power Amplifier and System antenna. This is the important principle of UHF wierless video transmitter.

## กิติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ประดิษฐ์ วัชรนิบูลย์ ซึ่งได้แนะนำและช่วยเหลือในฐานะเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และควบคุมโครงการมาตลอด ถ้าปราศจากคำแนะนำ และการชี้แนวทางอันเป็นประโยชน์อย่างมากแล้ว โครงการนี้คงสำเร็จลงได้ยาก จึงขอขอบคุณท่านอาจารย์ ไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอขอบคุณเพื่อนพนักงานการสื่อสารแห่งประเทศไทย คือ คุณคานิตย์ ศชรรัตน์ ศูนย์โทรคมนาคมขนาดใหญ่ สำนักงานโทรคมนาคมเขตใต้ ที่ได้ให้คำแนะนำ และเอื้อเฟื้ออุปกรณ์เพื่อใช้ในการทดลองโครงการนี้ด้วยดีเป็นอย่างยิ่ง.

นายประสิทธิ์ ไม้หอม

นายไมตรี ชलयนเดช

# สารบัญ

		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
	1.1 คำนำ	1
บทที่ 2	การทำงานของระบบเครื่องส่งวีดีโอ	2
	2.1 รายละเอียดทางเทคนิค	2
	2.2 หลักการทำงานของระบบ	2
บทที่ 3	การคำนวณหาอัตราสีทำการของเครื่องส่งวีดีโอ	6
บทที่ 4	เทคนิคการสร้าง	8
บทที่ 5	การทดสอบและการปรับแต่ง	10
บทที่ 6	รายการอุปกรณ์และลักษณะรูปแบบ	11
	6.1 รายการอุปกรณ์	11
	6.2 ลักษณะรูปแบบ	14
ภาคผนวก	CHANNEL FREQUENCIES FOR UHF CHANNEL SPECIFICATION	17
	วงจรรขยายเลือกความถี่	19
หนังสืออ้างอิง		82

บทที่ 1

บทนำ

### 1.1 คำนำ

เครื่องส่งวิทยุไอไร้สาย คือ เครื่องส่งคลื่นโทรทัศนย่าน UHF ขนาดจิ๋ว ซึ่งสามารถส่งสัญญาณวิทยุจากอุปกรณ์วิทยุต่างๆ เช่นจากกล้องถ่ายวิทยุ, วิทยุติดสตั๊ด, เครื่องเล่นวิทยุเทป เป็นต้น จากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่งได้โดยไม่ต้องใช้สายส่งสัญญาณใดๆ เลย ทำให้สามารถดูภาพจากเครื่องเล่นวิทยุจากโทรทัศน์ในแห่งหนใดก็ได้ที่มีรัศมีคลื่นเดินทางไปถึง สำหรับนักถ่ายทำภาพวิทยุด้วยแล้วยิ่งจะเป็นประโยชน์อย่างมาก กล่าวคือทำให้ใช้กล้องถ่ายวิทยุได้อิสระปราศจากสายสัญญาณ ซึ่งโดยปกติแล้วต้องลากสายยาวไปจนถึงเครื่องอัดภาพวิทยุโดยตรง กล่าวมาเพียงเท่านี้ก็คงเห็นประโยชน์ได้ชัดแล้ว

สำหรับเครื่องส่งวิทยุที่เราได้จัดทำขึ้นนี้ จัดเป็นเครื่องส่งขนาดจิ๋ว เล็กกระทัดรัด มีประสิทธิภาพสูง ส่งทั้งข้อมูลภาพและเสียงไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ในที่ไกลออกไปด้วยย่านคลื่นระบบ UHF TV CH. 21 ความถี่ 470.76 MHz ด้วยรัศมีกระทำการไกลประมาณ 200 เมตร

## บทที่ 2

การทำงานของระบบเครื่องส่งวิดีโอไร้สาย2.1 รายละเอียดทางเทคนิค

RF POWER	300 mW (NO VIDEO SIGNAL)
FREQUENCY	UHF 470 - 510 (CRYSTAL CONTROL)
SOUND CARRIER	5.5 MHz. FM MOD. $\pm$ 25KHz.
	DAVIATION
VIDEO IN	1 Vp-p 75 $\Omega$ IMPEDANCE
AUDIO IN	150 mV 10 K $\Omega$ IMPEDANCE
POWER SUPPLY	DC 12-16 V 500 mA (REGULATED)
OUTPUT IMPEDANCE	50 $\Omega$

2.2 หลักการทำงานของระบบ

**FIG. 1,2** ผังการทำงานของเครื่องส่งวิดีโอไร้สาย ประกอบด้วย ภาคกำเนิดความถี่, ภาคเพิ่มความถี่เป็น 3 เท่า, ภาคเพิ่มความถี่เป็น 2 เท่า สองภาค, ภาคมอดูเลเตอร์, ภาคบัฟเฟอร์, ภาค RF Amp. และภาคสายส่ง

ซึ่งอธิบายการทำงานได้ดังนี้ ส่วนแรกสุดได้แก่ ภาคกำเนิดความถี่ ทำงานที่ความถี่ภายใน 39.16 - 42.6 MHz โดยมีผลึกแร่ (crystal) ควบคุมความถี่ให้คงที่ ในเครื่องต้นแบบนี้ใช้ผลึกแร่ทำงานที่ความถี่ 39.23 MHz จากนั้นผ่านวงจรเพิ่มความถี่เป็น 3 เท่า หนึ่งภาค และผ่านวงจรเพิ่มความถี่เป็น 2 เท่าอีกสองภาค จึงจะได้ความถี่ขาออกสุดท้ายเป็น 12 เท่า ของความถี่จากผลึกแร่ (470.76 MHz) ซึ่งตรงกับความถี่ช่อง TV ความถี่ UHF ช่อง 21 พอดี และเป็นช่องที่ปลอดภัยจากสัญญาณโทรทัศน์โดยทั่วไป

วงจรกำเนิดความถี่จะให้กำลังงานประมาณ 4 มิลลิวัตต์ จากนั้นขับเข้าสู่ภาคเพิ่มความถี่เป็น 3 เท่า และ 2 เท่า สองภาค และคั่นแต่ละภาคไว้ด้วยวงจรคัพเป็นจูนด์ เพื่อทอนคลื่นแปรลูปลอมมิให้มารบกวนการส่งได้

สัญญาณภาพวิดีโอจากเครื่องเล่นวิดีโอเทป หรือกล้องถ่ายวิดีโอ จะส่งมายัง อินพุทของวงจรวิดีโอโมดูลูเลเตอร์ เพื่อรวมสัญญาณวิดีโอเข้ากับไฟบวก 12 โวลท์ ของ แหล่งจ่ายไฟเป็นการควบคุมการทำงานในภาคขยายคลื่น อาร์ เอฟ (RF) รูปแบบการ โมดูลูเลเตอร์ เช่นนี้ก็คือการมอดูลูเลเตอร์แบบ AM นั่นเอง สัญญาณวิดีโอต่างๆ ไปจะมีแบนด์วิท กว้างถึง 5 MHz

ส่วนสัญญาณออดิโอจะป้อนผ่าน Amp. ซึ่งสามารถปรับขยายได้ในกรณีที่มีสัญญาณ เข้ามาต่ำ และป้อนเข้าวงจรออสซิลเลเตอร์แบบแรงดันควบคุมโดยมีความถี่ปกติ ทำงานที่ 5.5 MHz (กรณีระบบ CCIR/PAL) เพื่อใช้เป็นคลื่นพาห์ของเสียงและเป็นการมอดูลูเลเตอร์ แบบ FM

สายส่งหรือระบบสายอากาศเป็นตัวกระจายคลื่นวิทยุ ในลักษณะ Vertical เพื่อให้แรงดันของสัญญาณสูงสุดหรือให้ความเข้มข้นของสนามไฟฟ้าสูงสุด จึงได้เกิดสายอากาศ แบบรีโซแนนซ์ขึ้นได้หลายรูปแบบ เช่น  $\lambda/4$ ,  $\lambda/2$ ,  $5/8$  และอื่นๆ เป็นต้น แต่ในที่นี้ เรานำมาใช้คือ ชนิด  $\lambda/2$  ซึ่งมีการออกแบบ และปรับ Impedance ให้เข้ากับลักษณะ งาน ลักษณะของงานที่เราใช้ในที่นี้เราใช้เสาชัก แบบ  $\lambda/2$  ชุดแมตซึ่งตรงฐานจะใช้แบบ  $5/8$  โดยใช้ส่วนชักเพียง  $\lambda/2$  และชุดแมตซึ่งตรงฐานของเสาชักแบบ  $5/8$  เป็น ขดลวดอย่างเดี่ยวเพื่อช้ค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดจากความยาว  $5/8$  ให้เหลือเพียงความต้านทานประมาณ 50 โอห์ม แต่กรณีเสาชักแบบ  $\lambda/2$  ซึ่งโดยความยาวแบบนี้จะเรโซแนนซ์ อยู่แล้ว แต่เนื่องจากมีอิมพีแดนซ์สูงเป็นพันโอห์มขึ้นไป จึงต้องแปลงอิมพีแดนซ์ลงมาเป็น 50 โอห์ม ดังนั้นวงจรแมตซึ่งของเสาชัก  $\lambda/2$  จึงใช้วงจร L C มาช่วยแปลง

แหล่งจ่ายไฟจะใช้แบตเตอรี่ 12 โวลท์ โดยใช้ถ่านอัลคาไลน์ ขนาด AA จำนวน 8 ก้อน หรืออาจใช้ถ่านนิแคด ขนาด AA จำนวน 10 ก้อน หรือจะใช้ไฟอะแดปเตอร์จากไฟบ้านก็ได้

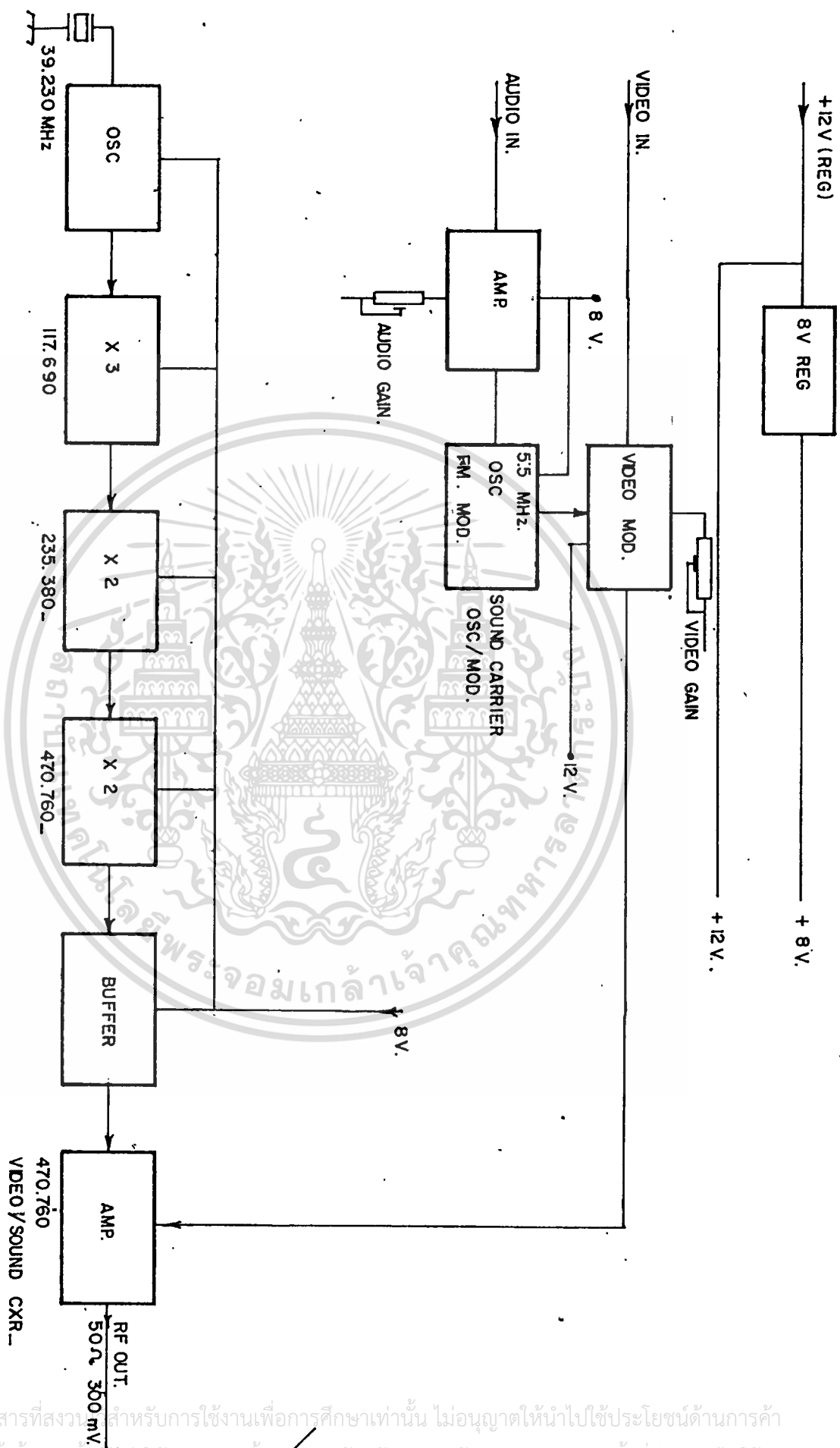


FIG. 1 BLOCK DIAGRAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## บทที่ 3

การคำนวณหารัศมีทำการของเครื่องส่งวิทยุไร้สาย

สมการที่ใช้ในการคำนวณหารัศมีทำการของเครื่องส่งจะเกี่ยวข้องกับปริมาณ ลอการิซึมในฐานสิบ

โดยที่ความถี่  $f$  มีหน่วยเป็น MHz

ระยะทาง  $D$  มีหน่วยเป็น ไมล์

ปกติแล้วเครื่องรับโทรทัศน์มีแบนวิท (BW) โดยเฉลี่ยประมาณ 4 MHz และมีตัวเลข NF (noise factor) ประมาณ 6 dB และในกรณีรับภาพได้ชัดเจน ปราศจาก สโนว์ (snow) อัตราส่วนของสัญญาณคลื่นพาห์ต่อคลื่นรบกวน (C/N ratio) ควรมากกว่า 40 dB ขึ้นไป

ดังนั้นสัญญาณอ่อนที่สุดที่เครื่องรับโทรทัศน์ ยังควรรับได้ตั้นเราเรียกว่า MDS (Minimum Desired Signal) ซึ่งมีสมการดังนี้ (ขออ้างสูตรในหนังสือ อิเลคตรอน 79 เป็น reference)

$$\text{MDS} = \text{NF} + 10 \log (\text{BW}) - 174 + \text{C/N}$$

นั่นคือ

$$\text{MDS} = 6 + 10 \log (4 \times 10^6) - 174 + 40$$

$$= 62 \text{ dBm}$$

$$= 216 \text{ mV}$$

สรุปได้ว่าสัญญาณที่เครื่องรับโทรทัศน์ ยังคงรับได้ตั้นต้องรับได้ไม่ต่ำกว่า 216 mV

และหากกำหนดให้เครื่องส่งมีกำลังงานเท่ากับ + 15 dBm และเมื่อใช้เสาอากาศแบบไอโซทรอปิคแล้ว การสูญเสียสัญญาณ (Path loss) จะเท่ากับ 87 dB

$$\text{โดยที่สมการ } \text{PL} = 37 + 20 \log (D) + 20 \log (f)$$

$$\text{ดังนั้น } 20 \log (D) = \text{PL} - 37 - 20 \log (f)$$

$$\therefore 20 \log (D) = 87 - 37 - 20 \times 2.7$$

$$\log (D) = -4/20 = -0.2$$

นั่นคือ

$$D = 10^{-0.2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน D = 0.6 ไมล์ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
D = 3100 ฟุต

หรือระยะทางสูงสุดที่ส่งได้ คือ ประมาณ 3100 ฟุต อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติระยะทางสูงสุด อาจสั้นกว่านี้เพราะมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนหักเห จากสิ่งกีดขวางทางเดินคลื่นได้อีก จากการทดลองของเครื่องต้นแบบ สามารถส่งได้ไกลหลายร้อยฟุตได้ภาพชัดเจนเป็นที่น่าพอใจ



## บทที่ 4

เทคนิคการสร้าง

โครงการนี้ได้ทำแผ่นวงจรพิมพ์แบบหน้าเดียว ชนิดแผ่นวงจรเป็นชนิด อีพ็อกซีเกรด G - 10 ซึ่งสามารถใช้กับความถี่สูงได้ถึง 1000 MHz เพราะสาร อีพ็อกซี ปกติมีความต้านทานสูงมาก จึงมีการสูญเสียไฟฟ้าต่ำ นอกจากนี้ยังมีความแข็งแรง และไม่ดูดกลืนความชื้น

สำหรับงานกับโครงการวงจรความถี่สูงๆ นี้เป็นอุปสรรคในการสร้างเป็นอย่างมาก เพราะความถี่ที่เกี่ยวข้องอยู่ในย่านความถี่ UHF ซึ่งสูงมาก ในขณะที่วงจรส่วนใหญ่จะใช้งานในย่านความถี่ต่ำกว่านี้มาก

ประการแรกที่ต้องทราบอย่างยิ่ง คือ ต้องมีความระวังในการเลือกใช้อุปกรณ์ในวงจรที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ (ต่ำกว่า 10 MHz) การใช้ไบพาสคาปาซิเตอร์แบบเซรามิคส์ส่วนใหญ่จะทำงานได้ดี และมักใช้ค่าราวๆ 0.001 - 0.01  $\mu\text{F}$  เช่น ในวงจรลอจิกตระกูล TTL และ CMOS แต่จะทำงานไม่ดีในช่วงความถี่สูงขึ้นเป็น 25 หรือ 30 MHz ซึ่งต้องลดค่าไบพาสคาปาซิเตอร์นี้ลงไปเป็น 0.001  $\mu\text{F}$  โดยต้องตัดขาให้สั้นๆ ด้วย

ส่วนในวงจรที่ทำงานในย่านความถี่ 100 - 150 MHz ต้องใช้ไบพาสคาปาซิเตอร์ เล็กกว่านี้ เช่น ราวๆ 470 pF และตัดขาให้สั้นๆ สำหรับความถี่สูงถึง 500 MHz ควรหันไปใช้คาปาซิเตอร์แบบชิปไอซีแทน โดยขาต่อต้องไม่ยาวเกิน 1/4 นิ้ว

ในแง่ของอิเล็กทรอนิกส์คาปาซิเตอร์นั้นส่วนมากทำงานได้ดีจนถึงความถี่ 10 MHz โดยไม่มีปัญหาใดๆ ส่วนมากไม่ก้าคาปาซิเตอร์จัดว่าทำงานได้ดีในย่านคลื่น VHF แต่ทั้งนี้ขึ้นกับค่าที่ใช้ อย่างไรก็ดี โดยโครงสร้างในตัวมันเองก็จะเกิดขดลวดเล็กๆ ขึ้นในช่วง 5 ถึง 15 นาโนเฮนรี่ (nH) และจะมีพฤติกรรมเปลี่ยนมาเป็นคาปาซิแตนซ์ได้ เมื่อความถี่สูงขึ้น เช่น คาปาซิเตอร์ 47 pF ที่ 30 MHz อาจวัดได้ 82 pF ที่ 150 MHz จึงจำเป็นต้องคำนึงถึงเรื่องเช่นนี้ให้มากในตอนออกแบบวงจรจุด ที่ความถี่สูงๆ

สำหรับพวกริชชีลเตอร์ขนาด 1/4 วัตต์ ในช่วง 15 - 1000 โอห์ม จะทำงานได้ดีจนถึงความถี่ 250 MHz ส่วนตัวที่มีความต้านทานต่ำกว่า 15 โอห์ม จะมีพฤติกรรมเป็นขดลวด และหากค่าใหญ่กว่า 1000 โอห์ม จะมีพฤติกรรมเป็นตัวประจุไฟฟ้า จึงทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไปในวงจรจุดความถี่รีโซแนนซ์ด้วย



ยิ่งไปกว่านี้แม้แต่วกหลายเส้นต่างต่าง บนม้วนวงจรพิมพ์ ก็อาจมีพฤติกรรมเป็นทั้งขดลวดและตัวประจุไฟฟ้าพวกเขาต่อจุดบัดกรีต่างๆ ก็เป็นไปได้เช่นกัน สายไฟที่เดินไว้วายาวจะก่อให้เกิดการแผ่รังสีของคลื่นวิทยุ หรือทำงานเป็นวงจรกำเนิดความถี่ในตัวมันเองไปด้วย พฤติกรรมเช่นนี้ยังเกิดได้กับอุปกรณ์หม้อแปลงคัพปลิ่ง

ตามรูปที่ 5 ได้แสดงถึงตำแหน่งการวางอุปกรณ์ต่างๆ บนม้วนวงจรพิมพ์ โดยเริ่มจากการบัดกรีบรรดาอุปกรณ์เล็กๆ เช่น รีซิสเตอร์ และไดโอดก่อน ถัดมาจึงบัดกรีพวกอีเล็กโตรไลติก และทริมเมอร์คาปาซิเตอร์ ขาคาปาซิเตอร์เหล่านี้ต้องตัดให้สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้ ส่วนการบัดกรีสารกึ่งตัวนำ อย่าให้หัวแร้งที่ร้อนจัด และบัดกรีนานเกินไป และดูขั้วไฟให้ถูกต้องด้วยก่อนบัดกรีอุปกรณ์เหล่านี้

ต่อไปเป็นการพัน และติดตั้งบรรดาใช้ค และขดลวด อาร์ เอฟ พยายามแยกขดแต่ละขดจากกันให้ชัดเจน แต่ยังไม่ต้องพิถีพิถันนักก็ได้ เพราะในขั้นตอนปรับแต่งอาจต้องยึดหรือหดขดลวดเหล่านี้กันอีกก็ได้

ขดลวดต่างๆ จะพันโดยลำดับดังนี้

RFC	1, 2	ชนิด	เฟอไรต์ รุกลม	พัน	3	รอบ
L1		ชนิด	สลักจูน 5 mm.	พัน	7	รอบ
L2		ชนิด	สลักจูน 5 mm.	พัน	2 1/2	รอบ
L3		ชนิด	สลักจูน 5 mm.	พัน	2 1/2	รอบ
L4, L5		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	5	รอบ
L6		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	0.5	รอบ
L7		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	2 1/2	รอบ
L8		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	0.5	รอบ
L9		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	2 1/2	รอบ
L10		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	2	รอบ
L11		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	2	รอบ
L12		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	13	รอบ
L13		ชนิด	แกนอากาศ	พัน	0.5	รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

การทดสอบและการปรับแต่ง

อุปกรณ์ที่ใช้ในการปรับแต่ง ได้แก่

1. VOM และ DVM ความไวอย่างน้อย  $20\text{K}\Omega/\text{V}$  ขึ้นไป
2. อาร์ เอ็ฟ โพรบ
3. แหล่งกำเนิดสัญญาณวิดีโอ (เช่น จากกล้องถ่ายภาพวิดีโอ หรือเครื่องเล่นวิดีโอเทป)
4. โทรทัศน์ หรือมอนิเตอร์
5. ดัมมี่โหลดขนาด 50 โอห์ม

เริ่มป้อนไฟเข้าวงจร ด้วยไฟ  $\pm 12$  โวลต์ (รูป 2) ที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q7 จากนั้นควรอ่านค่าได้ 1.0 - 1.5 V. ที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q1, Q2, Q3 และ Q4 ส่วนที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q7 ควรวัดค่าได้ 4.5 V. ถึง 5.5 V. และที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q5 กับ Q6 ควรวัดได้ + 4.5 V.

หากวัดแรงดันได้เช่นนี้ก็ เป็นอันพร้อมปรับแต่งการทำงานต่อไป จากนั้นต่อ RF โพรบ ที่ขาคอลเล็กเตอร์ ของ Q1 แล้วจูนต์ขดลวด L1 จนกระทั่ง Q1 เริ่มต้นออสซิลเลต ซึ่ง VOM จะอ่านได้ประมาณ 0.5 - 1.0 V. ถัดไปย้าย RF โพรบไปที่ขาเบสของ Q3 แล้วยึดหรือหัด ขดลวด L2 และ L3 จน VOM อ่านแรงดันได้สูงสุด ต่อไปต่อ RF โพรบไปที่ขาเบสของ Q4 ปรับ CV.1 CV.2 จน VOM อ่านแรงดันได้สูงสุด ต่อไปต่อ RF โพรบไปที่ขาเบสของ Q5 ปรับ CV.3 และ CV.4 จน VOM อ่านค่าแรงดันได้สูงสุด แล้วควรย้อนกลับมาปรับ L1, L2 และ L3 ใหม่ จนมิเตอร์อ่านสูงสุด

ต่อไปต่อดัมมี่โหลดเข้าที่ แจ็ค J1 ต่อ RF โพรบ คร่อมดัมมี่โหลดไว้ ปรับ CV.5, CV.6 และ CV.7 จน VOM อ่านมากที่สุด

ในขั้นตอนเหล่านี้หากภาคใดภาคหนึ่งไม่มี เอาท์พุท ใดๆ เลย เป็นไปได้ว่าปรับแต่งมาผิดๆ ในภาคก่อนหน้านี้อาจต้องเพิ่มหรือลดจำนวนขดลวดใน L2, L3 แล้วปรับ CV.3 และ CV.4

ต่อไปเปิดไฟเข้าเครื่องรับโทรทัศน์จูนต์ความถี่ให้ตรงกัน (ช่อง 21 ดังวงจรต้นแบบนี้) ก็จะได้สัญญาณทรสสเตอร์ชัดเจน ครั้นเมื่อต่อสัญญาณวิดีโอ และ ออดิโอ เข้าที่อินพุท ของวงจรต้นแบบแล้วปรับขนาดสัญญาณ วิดีโอจนได้ภาพนิ่งบนจอพอดี การเพิ่มขนาดสัญญาณวิดีโอมากเกินไป ( $1\text{V}_{p-p}$ ) อาจทำให้ได้ภาพฉีกขาดหรือม้วนตัวลงมาอันเป็นลักษณะการเกิดการขลิบปลายสัญญาณซิงค์ขึ้น ส่วนสัญญาณ ออดิโอ นั้น ไม่ควรเพิ่มขนาดสัญญาณมากเกินไป (ปกติ 150 mV) จะทำให้เสียงแตกไม่ชัดเจน

## บทที่ 6

รายการอุปกรณ์และลักษณะรูปแบบ6.1 รายการอุปกรณ์ที่ใช้มีดังนี้รีซิสเตอร์

R1	=	5 K Ω
R2	=	4.7 K Ω
R3	=	220 K Ω
R4 R22	=	56 K Ω
R5 R9 R10	=	6.8 K Ω
R6	=	10 Ω
R7 R8 R12 R13 R21 R31	=	1 Ω
R11	=	3.3 K Ω
R14 R15	=	1K Ω (ลิเนียร์ฟ็อก)
R16 R17	=	100 Ω
R18	=	10K Ω
R19	=	1 K Ω
R20	=	150 Ω
R22	=	56 Ω
R23 R32	=	3.3 K Ω
R24 R25	=	270 K Ω
R26 R28	=	12 K Ω
R27	=	150 K Ω
R29	=	68 K Ω
R30	=	82 K Ω

คาปาซิเตอร์

CV1 CV2 CV3 CV4 CV5 CV6 CV7 = 2 - 6 pF (ทริมเมอร์)

เอกสารนี้ได้รับรองจากสภาวิศวกรเมื่อวันที่ 7 สิงหาคม 2017 ซึ่งการรับรองนี้เป็นการรับรองว่าเอกสารนี้มีความถูกต้องและน่าเชื่อถือ (ทริมเมอร์) ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ค่าพาสีเตอร์

$$C1 \ C2 \ C6 \ C22 \ C24 \ CC34 \ C40 \ C49 \ C52 = .01 \ \mu F$$

$$C3 \ C8 = 82 \ pF$$

$$C4 = 15 \ pF$$

$$C5 = 56 \ pF$$

$$C7 \ C20 \ C23 \ C29 \ C48 = 470 \ pF$$

$$C9 \ C39 = .001 \ \mu F$$

$$C10 \ C17 \ C46 = 10pF$$

$$C11 \ C25 = 2 \ pF$$

$$C12 \ C13 = 33 \ pF$$

$$C14 \ C27 = 4 \ pF$$

$$C15 \ C18 \ C26 = 1 \ pF$$

$$C16 = 8 \ pF$$

$$C19 = 300 \ pF$$

$$C21 = 22 \ \mu F$$

$$C28 = 6 \ pF$$

$$C30 \ C31 \ C33 \ C43 \ C44 = 100 \ pF$$

$$C32 \ C37 = 220 \ \mu F$$

$$C35 \ C51 \ C53 = 10 \ \mu F$$

$$C36 = .002 \ \mu F$$

$$C38 = .1 \ \mu F$$

$$C41 = 47 \ \mu F$$

$$C42 = 22 \ pF$$

$$C47 = 270 \ pF$$

$$C50 = .0033 \ \mu F$$

$$C54 = 4.7 \ \mu F$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารกึ่งตัวนำ

Q1	=	2SC 1730
Q2	=	2SC 1906
Q3 Q4	=	2SC 1907
Q5 Q6	=	2SC 2762
Q7	=	MJE 182
Q8	=	2N 3906
Q9	=	2N 3904
Q10	=	2SK 192A
IC1	=	TL 082
IC2	=	7808
D1	=	1N 5401
D2	=	BB 505

## เบ็ดเตล็ด

J1	แจ๊คแบบ	BNC
J2	แจ๊คเสียบเพาเวอร์/อะแด็ปเตอร์	
J3	ออดิโอแจ๊ค	
J4	วิดีโอแจ๊ค	
X TAL	ผลึกแร่ควมถึ	39.23 MHz

6.2 สัญญาณอะนาล็อก

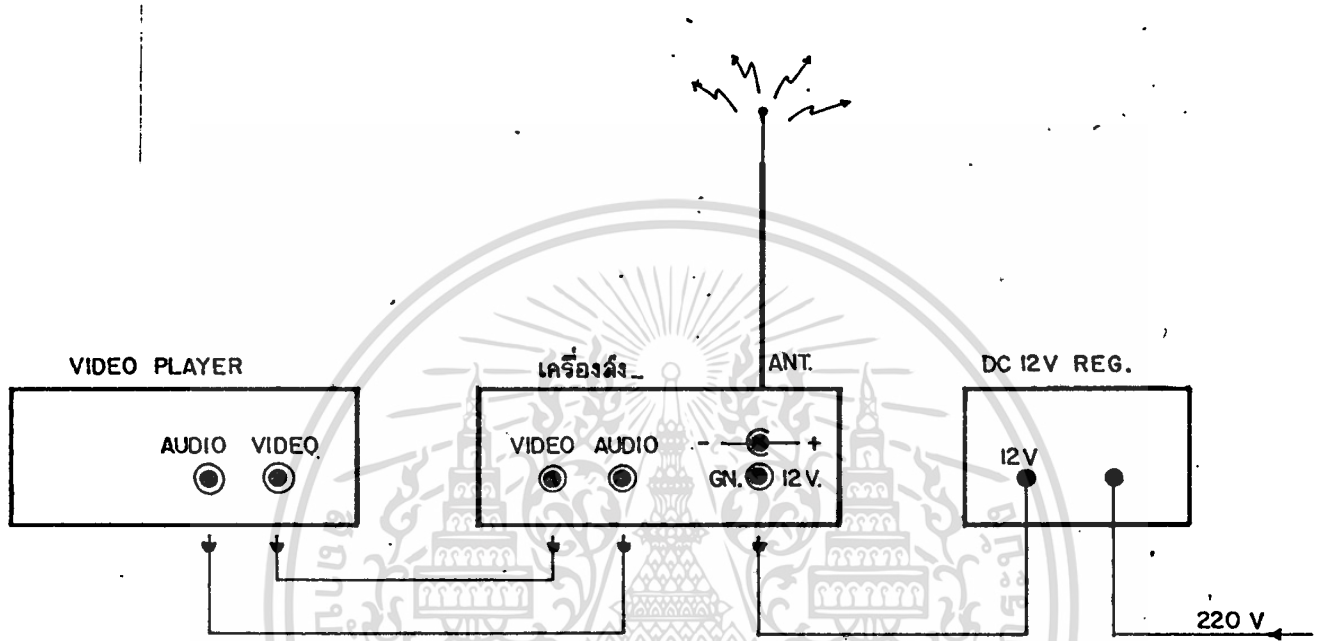


FIG. 3

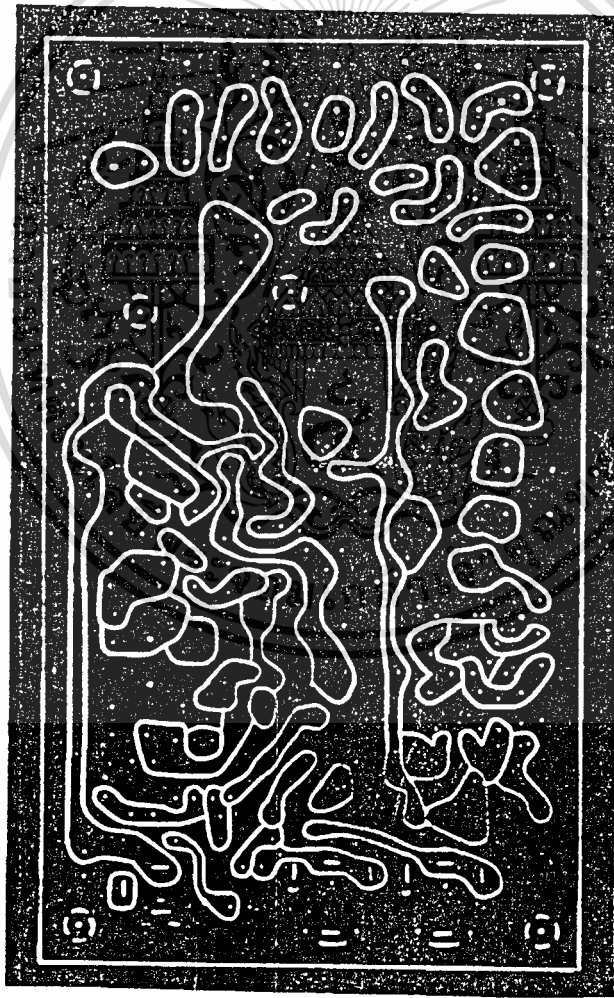


FIG4 ๖๘  
สายกิ่งซ.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



ภาคผนวก

1. CHANNEL FREQUENCIES FOR UHF CHANNEL SPECIFICATION

2. วงจรขยายเลือกความถี่



# Channel Frequencies

## UHF CHANNEL SPECIFICATIONS

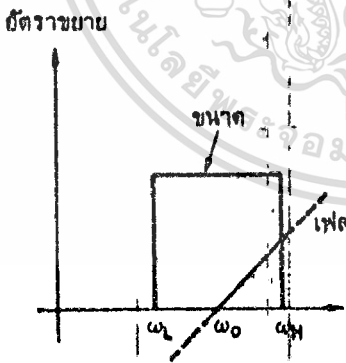
System G - H - I - K - L (8 MHz)					
Channel	TV Vision	Lower Bound	Upper Bound	Sound	Range
		Q & H	I	K & L	
21	471.25	476.75	477.25	477.75	470-478
22	479.25	484.75	485.25	485.75	478-486
23	487.25	492.75	493.25	493.75	486-494
24	495.25	500.75	501.25	501.75	494-502
25	503.25	508.75	509.25	509.75	502-510
26	511.25	516.75	517.25	517.75	510-518
27	519.25	524.75	525.25	525.75	518-526
28	527.25	532.75	533.25	533.75	526-534
29	525.25	540.75	541.25	541.75	534-542
30	543.25	548.75	549.25	549.75	542-550
31	551.25	556.75	557.25	557.75	550-558
32	559.25	564.75	565.25	565.75	558-566
33	567.25	572.75	573.25	573.75	566-574
34	575.25	580.75	581.25	581.75	574-582
35	583.25	588.75	589.25	589.75	582-590
36	591.25	596.75	597.25	597.75	590-598
37	599.25	604.75	605.25	605.75	598-606
38	607.25	612.75	613.25	613.75	606-614
39	615.25	620.75	621.25	621.75	614-622
40	623.25	628.75	629.25	629.75	622-630
41	631.25	636.75	637.25	637.75	630-638
42	639.25	644.75	645.25	645.75	638-646
43	647.25	652.75	653.25	653.75	646-654
44	655.25	660.75	661.25	661.75	654-662
45	663.25	668.75	669.25	669.75	662-670
46	671.25	676.75	677.25	677.75	670-678
47	679.25	684.75	685.25	685.75	678-686
48	687.25	692.75	693.25	693.75	686-694
49	695.25	700.75	701.25	701.75	694-702
50	703.25	708.75	709.25	709.75	702-710
51	711.25	716.75	717.25	717.75	710-718
52	719.25	724.75	725.25	725.75	718-726
53	727.25	732.75	733.25	733.75	726-734
54	735.25	740.75	741.25	741.75	734-742
55	743.25	748.75	749.25	749.75	742-750
56	751.25	756.75	757.25	757.75	750-758
57	759.25	764.75	765.25	765.75	758-766
58	767.25	772.75	773.25	773.75	766-774
59	775.25	780.75	781.25	781.75	774-782
60	783.25	788.75	789.25	789.75	782-790
61	791.25	798.75	797.25	797.75	790-798
62	799.25	804.75	905.25	805.75	798-806
63	807.25	812.75	813.25	813.75	806-814
64	815.25	820.75	821.25	821.75	814-822
65	823.25	828.75	829.25	829.75	822-830
66	831.25	836.75	837.25	837.75	830-838
67	839.25	844.75	845.25	845.75	838-846
68	847.25	852.75	853.25	853.75	846-854
69	855.25	860.75	861.25	861.75	854-862

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานในที่นี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปเผยแพร่ในที่อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต

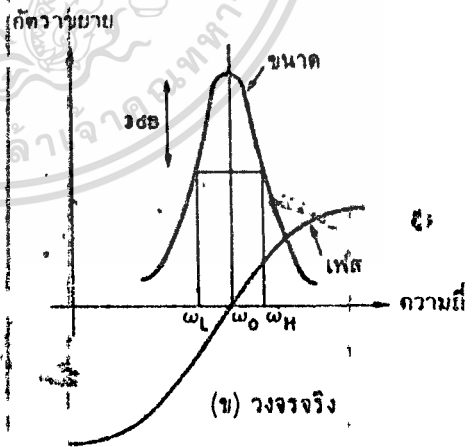
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

# วงจรมายเลือกความถี่

วงจรมายเลือกความถี่ (tuned amplifier) จะขยายสัญญาณในแถบความถี่แคบๆ และจะไม่ขยายสัญญาณนอกแถบความถี่นี้ ในอุดมคติแล้วเราต้องการให้อัตราขยายในแถบความถี่ที่ขั้วรอบๆ ความถี่หนึ่ง ( $\omega_0$ ) มีค่าคงตัว และให้อัตราขยายนอกแถบความถี่ ( $\omega < \omega_L$  และ  $\omega > \omega_H$ ) มีค่าเป็นศูนย์ (ดูรูปที่ 11.1(ก)) นอกจากนี้เรายังต้องการให้เฟสของอัตราขยายเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นของความถี่ด้วย อย่างไรก็ตามการเลือกความถี่ที่มีจริง จะมีลักษณะเชิงความถี่ต่างออกไปจากกรณีอุดมคติบ้าง (ดูรูปที่ 11.1(ข)) แต่ก็ยังโชคที่อยู่ที่ว่าถ้าเราออกแบบให้อัตราขยายมีค่าเกือบคงตัวในแถบความถี่แล้ว เฟสก็เกือบจะเป็นเชิงเส้นในแถบความถี่ด้วยเช่นกัน



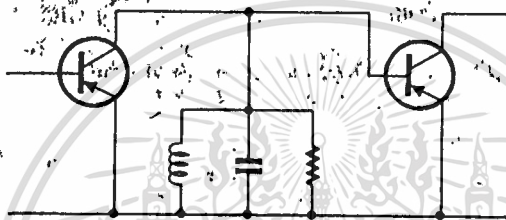
(ก) วงจรในอุดมคติ



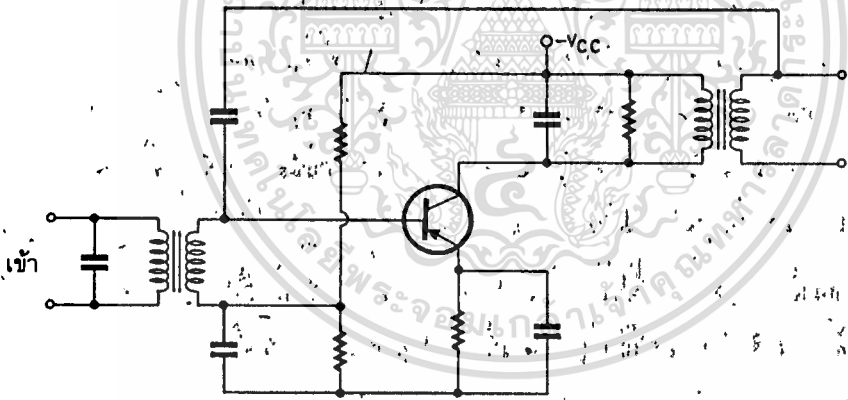
(ข) วงจรจริง

รูปที่ 11.1 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรมายเลือกความถี่

วงจรรวมเลือกความถี่ เป็นที่ใช้กันแพร่หลายมาก โดยเฉพาะในทางสื่อสารอย่างเช่น ในเครื่องรับวิทยุ เวลาเราปรับปุ่มสถานีเราก็เปลี่ยนค่าความถี่กลาง( $\omega_0$ ) ไป แต่แถบความถี่( $\omega_H - \omega_L$ ) จะมีค่าคงที่ เมื่อทำเช่นนี้วงจรรวมในเครื่องรับจะเลือกขยายสัญญาณจากสถานีส่งสถานีเดียว และจะตัดคลื่นจากสถานีอื่นออกไป วงจรรวมชนิดนี้มีกัมมันต์จรกำจร(resonant)(วงจรร RLC) เป็นโพล (ดูรูปที่ 11.2(ก)) และบางทีก็ใช้หม้อแปลงเพื่อการเชื่อมโยงระหว่างหน่วยและเพื่อเข้าสู่คอมพิ์แคนซ์(matching) (ดูรูปที่ 11.2(ข))



(ก) ใช้วงจรร RLC ขนานเป็นโพล



(ข) ใช้หม้อแปลง

รูปที่ 11.2 ตัวอย่างวงจรรวมเลือกความถี่

ในการศึกษาวงจรรวมเลือกความถี่ เราจะมุ่งสนใจผลตอบเชิงความถี่ของวงจรรวม โดยเฉพาะ ผลตอบนี้จะขึ้นอยู่กับวงจรร RLC ที่เป็นโพลหรือที่อยู่ทางวงจรรเข้า เราจะศึกษาคุณสมบัติของวงจรร RLC แบบขนาน ซึ่งเป็นวงจรรที่มีขั้วเป็นเลขเชิงซ้อนโดยละเอียด

เนื่องจากวงจรรวมเลือกความถี่ มีแถบความถี่แคบ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรรจึงง่ายลงบ้างในบางส่วน กล่าวคือเราอาจสมมติว่าวงจรรทำงานที่ความถี่เดียว และที่ความถี่นี้อาจ

แทนทวนเฟสเซอร์ด้วยวงจรมวลที่มีมวลที่เคลื่อนที่หรือแอมพิตแดนซ์ของตัว อย่างไรก็ตามที่วงจรขยายเลือกความถี่ที่ทำงานที่ความถี่สูง (100 กิโลเฮิรตซ์ - 1000 เมกะเฮิรตซ์) และในย่านความถี่สูงนี้จะมีปัญหาเกี่ยวกับวงจรมวลของทรานซิสเตอร์ที่กว้าง โดยเฉพาะเมื่อต้องการแถบจำลองที่มีความแม่นยำพอ เราจะศึกษาวงจรมวลแบบ  $y$  และคุณสมบัติทางประการของทรานซิสเตอร์ด้วยในบทนี้

ปัญหาที่สำคัญและยุ่งยากมากเกี่ยวกับการออกแบบวงจรขยายเลือกความถี่ เห็นจะได้แก่นิพจน์เกี่ยวกับเสถียรภาพ ผู้ที่เคยออกแบบวงจรนี้มาแล้วคงทราบดีว่าบ่อยครั้งที่เดียว เมื่อต้องวงจรแล้วจะได้เป็นวงจรแกว่งแทนวงจรขยาย การเปลี่ยนแปลงจึงเป็นส่วนสำคัญของปัญหาการออกแบบวงจรขยายแบบเลือกความถี่ เราจะพิจารณาปัญหานี้ด้วยเช่นกัน พร้อมทั้งให้ตัวอย่างการออกแบบวงจรขยายแบบวงจรมวล

## 11.1 วงจรกำลัง

วงจร RLC มีลักษณะเชิงความถี่พอสมควรได้ดังนี้ คือ จะมีความถี่หนึ่ง ( $\omega_0$ ) เรียกว่าความถี่กำลังของวงจร ที่ความถี่  $\omega_0$  นี้รีแอคแตนซ์ของ  $L$  จะมีขนาดเท่ากับของ  $C$  และวงจรจะมีคุณสมบัติเป็นความต้านทาน สำหรับวงจร RLC อนุกรมอิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำสุดที่ความถี่กำลัง แต่จะมีค่าสูงสุดสำหรับวงจร RLC ขนาน วนๆ ความถี่กำลัง ขนาดของอิมพีแดนซ์จะแปรค่าอย่างรวดเร็วจนส่วนจินตภาพจะเปลี่ยนเครื่องหมายด้วย

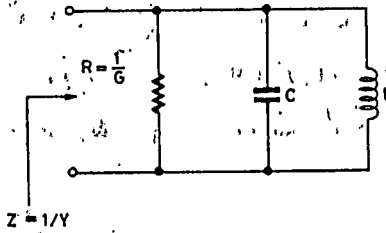
ในบทที่ 10 เพื่อที่จะเข้าใจลักษณะเชิงความถี่ของวงจรขยาย RC เราได้ทำความเข้าใจวงจร RC พื้นฐานเสียก่อน ในที่นี้ก็เช่นกันไม่ว่าวงจรขยายเลือกความถี่มีส่วนสำคัญแตกต่างไปจากวงจรที่ได้ศึกษามาอยู่ที่ว่ามี  $L$  รวมอยู่ในวงจร ดังนั้นเราจะเริ่มศึกษาคุณสมบัติของวงจร RLC พื้นฐานก่อน ซึ่งจะช่วยให้เข้าใจการทำงานของวงจรขยายแบบเลือกความถี่ได้ต่อไป

### 11.1.1 วงจร RLC ขนาน

อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์

รูปที่ 11.3 แสดงให้เห็นวงจร RLC ขนาน ซึ่งมีแอดมิตแตนซ์เท่ากับ

$$Y = G + j(C\omega - \frac{1}{L\omega}) = |Y|e^{j\theta} \quad (11.1)$$



รูปที่ 11.3 วงจร RLC ขนาน

ส่วนกลับหรืออิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากับ

$$Z = \frac{1}{G + j(C\omega - \frac{1}{L\omega})} = \frac{1}{|Y|} e^{-j\theta} \quad (11.2)$$

ในระนาบเชิงซ้อน กราฟที่แสดงค่าของ  $Y$  ที่ความถี่ต่าง ๆ กันจะเป็นเส้นตรงขนานกับแกนจินตภาพ และผ่านจุด  $Y = G$  ที่ความถี่ก้ำกั (รูปที่ 11.4(ก)) ความถี่ที่ให้ค่า  $|Y| = G/\sqrt{2}$  มีชื่อเรียกว่าความถี่ครึ่งกำลัง หรือความถี่ 3dB เราสังเกตจากรูปที่ 11.4(ก) ให้ความถี่ความถี่ 3dB เฟสของ  $Y$  หรือ  $\theta$  จะเท่ากับ  $45^\circ$

กราฟแสดงค่าของ  $Z$  ในระนาบเชิงซ้อนจะเป็นรูปวงกลมดังแสดงในรูปที่ 11.4(ข) เราอาจพิสูจน์ว่าส่วนกลับของเส้นตรง (หมายถึง  $Y$ ) จะเป็นวงกลม (หมายถึง  $Z$ ) โดยจะใช้วิธีเรขาคณิตได้ดังนี้ ถ้าเราสร้างวงกลมดังในรูปที่ 11.4(ค) โดยให้ระยะ  $OR = 1/OG$  เราต้องการหาความสัมพันธ์ระหว่างจุด B ใด ๆ บนเส้นตรง และจุด X ซึ่งเป็นจุดตัดระหว่างเส้นตรง OB กับวงกลม เราสังเกตได้ว่าสามเหลี่ยม OXR และ OBG เป็นสามเหลี่ยมที่มีมุมเท่ากัน (similar) ดังนั้น

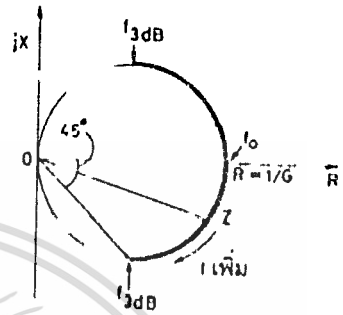
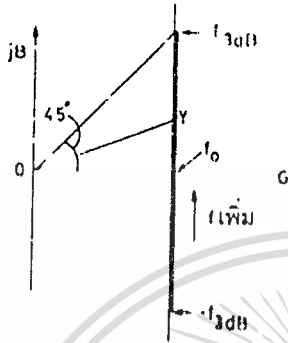
$$\frac{OB}{OG} = \frac{OR}{OX}$$

แต่ในเมื่อ  $OR = 1/OG$  เพราะฉะนั้น

$$OB = \frac{1}{OX}$$

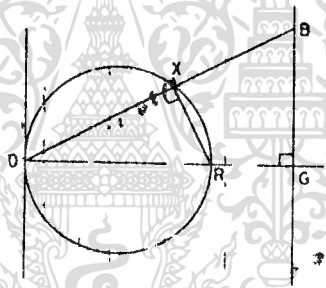
แต่  $B$  เป็นจุดใด ๆ บนเส้นตรง จะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์  $OB = 1/OX$  จะแปลงแต่ละจุดของเส้นตรงมาเป็นแต่ละจุดของวงกลม (ข.ต.พ.)

เราสังเกตจากสมการ(11.1) และสมการ(11.2) ให้ความถี่ของ Y และ Z จะมีเครื่องหมายกลับกัน จุด Y ในรูปที่ 11.4(ก) จะตรงกับจุด Z ในรูปที่ 11.4(ข) ในรูปทั้งสองนี้ส่วนของกราฟที่เป็นเส้นทึบที่ตรงกันระหว่างความถี่ที่วิ่งกำลัง



(ก) โพลิตของ Y ในระนาบเชิงซ้อน

(ข) โพลิตของ Z



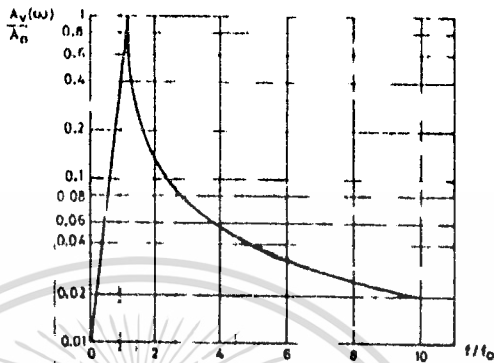
(ค) ประกอบการพิสูจน์ว่าส่วนกลับของเส้นตรงเป็นวงกลมรูปที่ 11.4

ผลตอบเชิงความถี่

เราจะพิจารณาจรรยาขยซึ่งมีวงจรมูลคั้งแสดงในรูปที่ 11.5 วงจรขยจะมีอัตราขยสูงเมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดมีค่าสูง นั่นคือที่โวลิตจรรยาขยมีค่าสูงเอง ที่ความถี่ไกลออกไปอัตราขยจะมีค่าต่ำ วงจรขยที่มีจรรยาขยที่เป็นวงจรมูลคั้งจะแยกความถี่ให้ค้พอใช้ เ็ยนี้คือการลดขยของอัตราขยนอกแถบความถี่จะไม่สู้ขึ้นนัก ในที่นี้เราค้ขงการค้ขยวงจรมูลคั้งและแถบความถี่ตลอดจนศึกษาผลตอบเชิงความถี่ของวงจรมูลคั้งในรูปที่ 11.5



มาตร (asymmetrical) นั่นคืออัตราขยายจะค่อย ๆ ลดลงทางด้านความถี่สูง อย่งไรก็ตามเรา  
 อาจพิสูจน์ได้ว่ากราฟนี้มีความสมมาตรเชิง วิชาคณิต(geometric symmetry) หรือจะสมมาตร  
 เมื่อเราใช้สเกลลอการิทึมสำหรับความถี่



รูปที่ 11.8 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจร RLC ขนานสำหรับ  $\frac{\omega}{\omega_0} = 10$

แผนภาพของขั้วและศูนย์

เพื่อที่จะศึกษาลักษณะเชิงความถี่ของวงจร RLC ขนานให้ละเอียดลงไปอีก! เราจะคำนวณ  
 ศูนย์และขั้วของอัตราขยาย จากนั้นจะพิจารณาว่าขั้วและขั้วขึ้นอยู่กับองค์ประกอบของวงจรอย่าง  
 ไร และมีอิทธิพลต่อผลตอบเชิงความถี่ของวงจรอย่างไร เพื่อการนี้เราจะแทน  $j\omega$  ด้วยสัญลักษณ์  $s$   
 อัตราขยายในสมการ(11.5) จะเปลี่ยนมาเป็น

$$A_V(s) = -\frac{g_m}{C} \times \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2}$$

$$= -2\alpha A_0 \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} \tag{11.8}$$

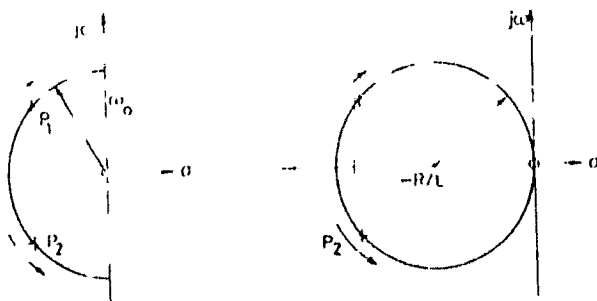
$$= -2\alpha A_0 \frac{s}{(s - p_1)(s - p_2)} \tag{11.9}$$

อัตราขยายมีหนึ่งศูนย์เท่ากับ 0 และมีสองขั้ว  $p_1$  และ  $p_2$

$$p_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \text{ และ } p_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$$

ขั้วเหล่านี้อาจมีค่าเป็นเลขจริงหรือเลขเชิงซ้อน แล้วแต่ว่า  $\alpha$  จะใหญ่กว่าหรือเล็กกว่า  
 $\omega_0$  ถ้าขั้วเป็นเลขจริง ( $\alpha > \omega_0$  หรือ  $R < \sqrt{L/C}$ ) เราเรียกว่าเป็นกรณีหน่วงเกิน ถ้าเป็นขั้วซ้ำ  
 (double) ( $p_1 = p_2$  หรือ  $R = \sqrt{L/C}$ ) จะเป็นกรณีหน่วงวิกฤต ส่วนกรณีที่ขั้วเป็นเลขเชิงซ้อน





(ก) ผลของกาารเพิ่มค่าของ R

(ง) ผลของกาารเพิ่มค่าของ C

รูปที่ 11.7 (ต่อ)

**กรณีที่แถบความถี่แคบเมื่อเทียบกับความถี่ก้ำว**

โดยทั่วไป เราต้องการวงจรที่มีแถบความถี่แคบเมื่อเทียบกับความถี่ก้ำว หรือ  $\alpha \ll \omega_0$ , เช่น ถ้าเราไปใช้ขยายสัญญาณ AM เราอาจจะต้องทำให้แถบความถี่  $2\alpha$  เท่ากับ 1% ของความถี่ก้ำว ( $\alpha \approx \omega_0/200$ ) ทั้งนี้เพราะจะลู่กับแกนจินตภาพมาก จนเป็นการยากที่จะวาดแผนภาพของขั้วและศูนย์ให้ถูกต้อง

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 11.8(ก) ซึ่งแสดงแผนภาพของขั้วและศูนย์ในกรณี  $\alpha = \omega_0/10$  จะพบว่าโพลตรงเวกเตอร์ทั้งสองข้างที่แสดงลู่กัน มีเวกเตอร์  $s - p_1$  เหนียงขึ้นเคียวที่มีลึกรว่ากาารเปลี่ยนแปลงสูง เมื่อจุด  $s$  เคลื่อนไปตามแกนจินตภาพใกล้ ๆ จุด  $p_1$  ส่วนเล็ครากกาารเปลี่ยนแปลงของเวกเตอร์  $s$  และ  $s - p_2$  นั้นมีที่ล่อกกว่า และมีแนวโน้มนที่จะลู่ล้่างกันไป ในเมื่ออัตราขยายขึ้นลู่กับเวกเตอร์เหล่านี้ (ดูสมการ(11.9)) ขั้วสองขั้วข้างต้นนี้จะช่วยเป็นแนวโน้กาารล่อกนิพจน์ของอัตราขยายให้ถึงวงแหวนต่อไป

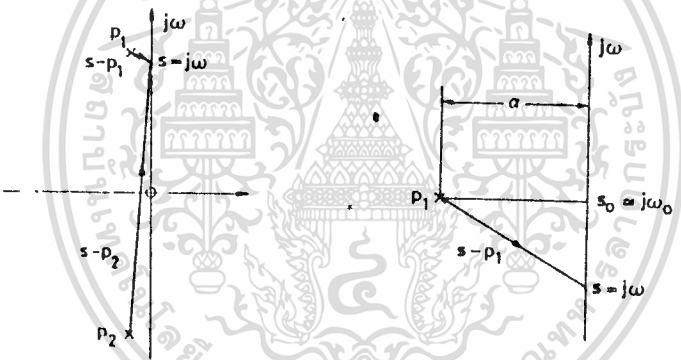
เราจะสนใจกรณีวงจร RLC ขนานที่มี  $\alpha \ll \omega_0$  และที่ทำงานในช่วงความถี่แคบรอบ ๆ ความถี่ก้ำว  $\omega_0$  (s อยู่ใกล้  $p_1$ ) ทั้งนี้

$$\begin{aligned}
 s &= j\omega \approx j\omega_0 \\
 s - p_1 &= j\omega - p_1 \\
 &= j\omega + \alpha + j\beta \\
 s - p_2 &\approx 2j\omega_0
 \end{aligned}$$

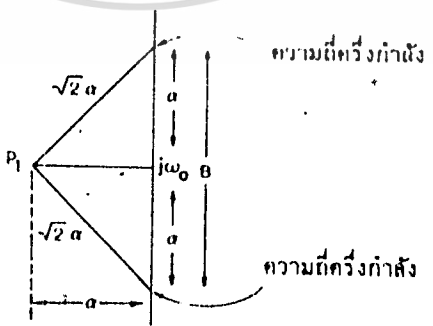
สมการนี้ใช้ได้ว่าเป็นจุดเริ่มต้นของการคำนวณแบบโกลด์เคยงในกรณีแถบความถี่แคบ ถ้าแทนสมการเหล่านี้ลงในสมการ (11.9) ก็จะได้นิพจน์ที่ง่ายลงของอัตราขยายดังนี้

$$\begin{aligned}
 A_V(s) &\approx -2\alpha A_0 \frac{j\omega_0}{(s-p_1)2j\omega_0} \\
 &\approx \frac{-\alpha A_0}{s-p_1}
 \end{aligned}
 \tag{11.13}$$

สมการนี้ใช้ได้เฉพาะกรณีแถบความถี่แคบและสำหรับความถี่ใด ๆ  $\omega_0$  เท่านั้น ในกรณีนี้เราอาจแทน  $s/(s-p_2)$  ได้ด้วยค่าคงตัวเท่ากับ  $1/2$  ทั้งนี้ผลของศูนย์และขั้ว ๆ หนึ่งจะลบล้างกันไป อัตราขยายในสมการ (11.13) จะมีขั้วเหลืออยู่เพียงขั้วเดียว (ต่างออกไปจากกรณีวงจร RC ตรงที่ว่า ในที่นี้ขั้วเป็นเลขเชิงซ้อน) รูปที่ 11.8(ข) แสดงระนาบเชิงซ้อนในส่วนที่อยู่ใกล้กับขั้ว ซึ่งก็เป็นการขยายรูปที่ 11.8(ก) ให้เห็นเฉพาะส่วนสำคัญอย่างชัดเจนขึ้น ขนาดของอัตราขยายเป็นปฏิภาคผกผันกับขนาดของเวกเตอร์  $s-p_1$  ส่วนเฟสของอัตราขยายก็เท่ากับ  $\pi - \angle s-p_1$ .



(ก) แสดงเวกเตอร์ที่ประกอบเป็นอัตราขยาย (ข) แสดงระนาบเชิงซ้อนในส่วนที่อยู่ใกล้  $p_1$



(ค) แสดงความถี่ครึ่งกำลัง

รูปที่ 11.8 แผนภาพของขั้วและศูนย์ในกรณีแถบความถี่แคบ

**ตัวประกอบคุณภาพ Q และแถบความถี่ B**

แถบความถี่มีค่าเท่ากับผลต่างระหว่างความถี่ครึ่งกำลัง ที่ความถี่กึ่งอัตราขยายมีขนาดเท่ากับ  $|A_V(\omega_0)| = A_0$  ที่ความถี่ครึ่งกำลัง ขนาดของอัตราขยายจะเท่ากับ  $A_0/\sqrt{2}$  หรืออีกนัยหนึ่ง ที่ความถี่นี้เวกเตอร์  $s-p_1$  จะมีขนาดเป็น  $\sqrt{2}$  เท่าของขนาดที่ความถี่กึ่งอัตรา รูปที่ 11.8(ก) แสดงให้เห็นว่าความถี่ครึ่งกำลังมีค่าต่างจากความถี่กึ่งอัตราเท่ากับ  $\alpha$  ดังนั้นแถบความถี่จะมีค่าเท่ากับ

$$B = 2\alpha = \frac{1}{RC} \tag{11.14}$$

จากรูปที่ 11.8(ก) เราสังเกตได้ว่าเฟสที่ความถี่ครึ่งกำลังมีค่าเท่ากับ  $\pm 45^\circ$  อีกประการหนึ่งค่าของแถบความถี่  $B$  ไม่ขึ้นอยู่กับ  $L$  การเปลี่ยนค่า  $L$  จะเลื่อนจุดกลางของแถบความถี่แต่จะไม่เปลี่ยนค่าของแถบความถี่ อันที่จริงแล้วแถบความถี่คือสัมประสิทธิ์ของเทอม  $s$  ของส่วนในสมการ (11.8)

อัตราส่วนระหว่างความถี่กึ่งอัตรากับแถบความถี่ก็คือ ตัวประกอบคุณภาพ  $Q_0$  ของวงจร RLC

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{B} \tag{11.15}$$

แทนสมการ(11.12) และสมการ(11.14) ลงในสมการ(11.15) จะให้

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{2\alpha} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{L\omega_0} \tag{11.16}$$

ตัวประกอบคุณภาพ Q เป็นพารามิเตอร์สำคัญของวงจรกึ่งอัตรา และมีนิยามทั่วไปที่กว้างกว่าที่ให้ไว้ในที่นี้ ทั้งจะใช้กล่าวถึงต่อไป สัญลักษณ์  $Q_0$  ในที่นี้หมายถึงค่า Q ที่ความถี่กึ่งอัตรา

แผนภาพของขั้วและศูนย์ที่ใช้ช่วยให้เราเข้าใจคุณสมบัติของวงจร RLC ขนานให้มองเห็นง่ายขึ้น ส่วนรายละเอียดเกี่ยวกับขนาดและเฟสของอัตราขยายจะคำนวณได้จากสมการ(11.13) โดยแทน  $s$  ด้วย  $j\omega$

เราจะใช้ค่าใกล้เคียงสำหรับ  $p_1$  นั่นคือ  $p_1 = -\alpha + j\beta \approx -\alpha + j\omega_0$  ดังนั้น

$$A_V(\omega) \approx -\alpha A_0 \frac{1}{j\omega + \alpha - j\omega_0} = -\alpha A_0 \frac{1}{\alpha + j(\omega - \omega_0)}$$

เราจะใช้สัญลักษณ์  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  และแทน  $\alpha$  ด้วย  $B/2$

$$A_V(\omega) = \frac{-A_0}{1 + \frac{j\Delta\omega}{\alpha}} = \frac{-A_0}{1 + \frac{2j\Delta\omega}{B}} \tag{11.17}$$

เวลาองเชิงปริมาตรของลัทธิความยาวได้อีกแทนหนึ่ง โดยแทน  $\omega_0/Q$

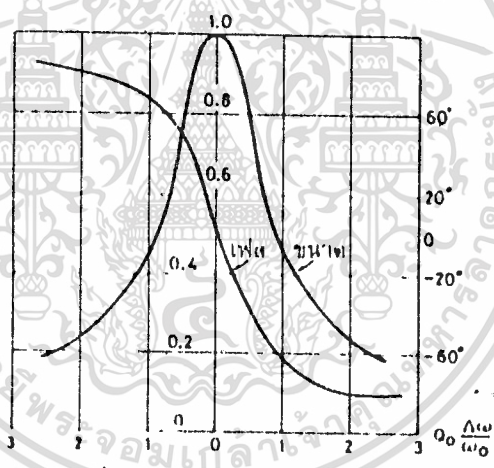
$$\Delta_V(\omega) = \frac{-\Lambda_0}{1 + 2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (11.18)$$

ลัทธิความยาวที่ขึ้นกับและเฟสดังนี้

$$\text{ขนาด} \left| \frac{\Delta_V(\omega)}{\Lambda_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( 2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (11.19)$$

$$\text{เฟส} \angle \Delta_V(\omega) = -\tan^{-1} \left( 2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) \quad (11.20)$$

เราสามารถหาได้โดยพลการเชิงความถี่ที่อยู่กับค่าของ  $Q_0 (\Delta\omega/\omega_0)$  เท่านั้น ถ้าเราเขียนเป็นกราฟ โดยใช้  $Q_0 (\Delta\omega/\omega_0)$  เป็นตัวแปรทางแกนแนวนอนก็จะให้เป็นกราฟสากล(universal)ที่ใช้สำหรับวงจร RLC ขนาดทุกวงจร (ดูรูปที่ 11.9)



รูปที่ 11.9 กราฟพลสมรรถนะวงจร RLC

จะต้องขอเน้นอีกทีว่า ลัทธิความยาวที่คำนวณในที่นี้เป็นเพียงค่าใกล้เคียงใช้ได้เฉพาะในช่วงความถี่แคบรอบๆ ความถี่ค่าตรงเท่านั้น กราฟในรูปที่ 11.9 ใช้ได้เฉพาะในช่วงที่  $Q_0 (\Delta\omega/\omega_0)$  มีค่าไม่ใหญ่เกินไป ส่วนกราฟที่ถูกพลองจริงนั้นจะไม่สมมาตร (ดูรูปที่ 11.6)

ตัวอย่างที่ 11.1 วงจรในรูปที่ 11.5 มีอัตราความนำ  $g_m = 3 \text{ mS}$  ถ้าต้องการให้แถบความถี่เท่ากับ 300 kHz ความถี่กลางเท่ากับ 10 MHz และความต้านทานขนานที่ขั้วออกเท่ากับ 10 kΩ จงหาค่าของ  $L$ ,  $C$  และอัตราขยายที่ความถี่กลาง

วิธีทำ เพื่อให้ได้แถบความถี่ตามต้องการ เราต้องให้  $C$  เท่ากับ

$$C = \frac{1}{BR} = \frac{1}{2\pi \times 3 \times 10^3 \times 10^4} = 53 \times 10^{-12} \text{ F หรือ } 53 \text{ pF} \quad \text{ตอบ}$$

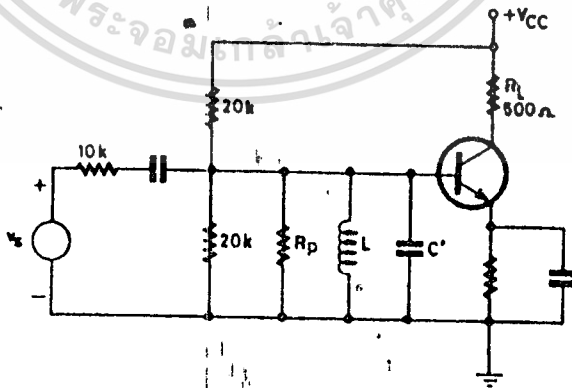
เพื่อให้ได้ความถี่กลางตามต้องการ เราต้องให้  $L$  เท่ากับ

$$L = \frac{1}{C\omega_o^2} = \frac{1}{53 \times 10^{-12} (2\pi)^2 \times 10^8} = 4.8 \times 10^{-6} \text{ H หรือ } 4.8 \text{ }\mu\text{H} \quad \text{ตอบ}$$

อัตราขยายที่ความถี่กลางเท่ากับ

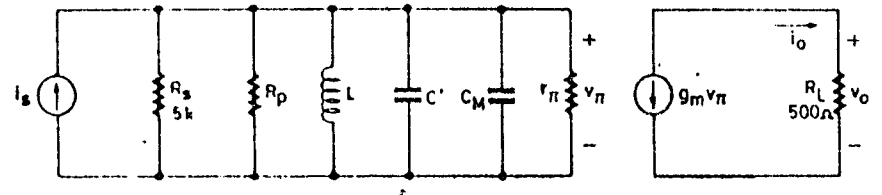
$$A_o = -g_m R = -3 \times 10 = -30 \quad \text{ตอบ}$$

ตัวอย่างที่ 11.2 เราต้องการออกแบบวงจรขยายในรูปที่ 11.10(ก) เพื่อให้ความถี่กลางอยู่ที่ 455 kHz และแถบความถี่เท่ากับ 10 kHz ทρανซิสเตอร์ที่ใช้มีพารามิเตอร์ดังนี้ คือ  $g_m = 0.02 \text{ S}$ ,  $h_{fo} = 100$ ,  $C_o = 1000 \text{ pF}$ ,  $C_c = 20 \text{ pF}$  สมมติ  $r_x = 0$  และตัวเก็บประจุเชื่อมโยงและลัดผ่าน เป็นเสมือนวงจรลัดสำหรับสัญญาณ



(ก) วงจรขยายทรานซิสเตอร์แบบเลือกความถี่

รูปที่ 11.10



$$I_s = v_s / 10^4 \text{ (A)}$$

$$C_M = C_C + C_C(1 + g_m R_L)$$

(ก) วงจรแอมพลี (สมมติ 1, 0)

รูปที่ 11.10 (ต่อ)

วิธีทำ แปลงแหล่งแรงดันเป็นแหล่งกระแส รวมความต้านทานของแหล่งกระแสและความต้านทานไบเอสได้เป็น  $R_S : 10 // 20 // 20 \text{ k}\Omega = 5 \text{ k}\Omega$

แทนทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรสมมูล  $\pi$ -ผสมใช้คุณสมบัติของโมเดลกริยาตัวเก็บประจุ  $C_C$  มาทางด้านเบสเป็น  $C_C(1 + g_m R_L)$  วงจรสมมูลของวงจรขยายจะเขียนได้ดังในรูปที่ 11.10(ข) จะเห็นว่าวงจรขาเข้าทางด้านเบสเป็นวงจร RLC ขนาน

โทมที่ R ที่  $R_S // R_p // r_{\pi}$   
และ C ที่  $C_M // C_C$

เราคำนวณความต้านทานได้ทั้งนี้  $r_{\pi} = h_{fe} / g_m = 5 \text{ k}\Omega$  ดังนั้น R จะเท่ากับ  $5 \text{ k}\Omega // 5 \text{ k}\Omega // R_p$  หรือ  $2.5 \text{ k}\Omega // R_p$  ความต้านทาน  $R_p$  ในที่นี้แทนการสูญเสีย (loss) ในตัวเหนี่ยวนำ L ถ้าตัวประกอบคุณภาพของตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $Q_L$  จะได้

$$R_p = Q_L L \omega_0 = \frac{Q_L}{C \omega_0}$$

ดังนั้น

$$R = \frac{2500 Q_L}{2500 C \omega_0 + Q_L}$$

เราต้องการให้แถบความถี่เท่ากับ 10 kHz หรือ

$$B = .2\pi \times 10^4 = \frac{1}{RC} \text{ s}^{-1}$$

ซึ่ง R ออกไปจากสมการทั้งสองจะได้

$$C \approx \frac{6.36 \times 10^{-9} Q_L}{Q_L - 45.5} \text{ F}$$

เวลาจะเลือกค่า  $Q_L$  ให้หลายค่า อย่างไรก็ตามที่  $Q_L$  จะต้องมีค่าใหญ่กว่า 45.5 มิฉะนั้น  $C$  จะมีค่าเป็นลบซึ่งเป็นไปได้ ที่ความถี่ 455 kHz ตัวประกอบคุณภาพของตัวเหนี่ยวนำมีค่าระหว่าง 10 ถึง 150 เราเลือก

$$Q_L = 100$$

ดังนั้น

$$C \approx 11700 \text{ pF}$$

จะต้องเลือกค่า

$$C' = C - C_M = C - C_e - C_C(1 + g_m R_L)$$

$$\approx 11700 - 1000 - 200$$

$$\approx 10500 \approx 10000 \text{ pF}$$

ค่าของค่าเหนี่ยวนำ  $L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \approx 10 \text{ } \mu\text{H}$

เราสามารถหาความต้านทาน  $R_p$  ได้

$$R_p \approx 2.9 \text{ k}\Omega$$

ความต้านทานขนานของวงจร RLC เท่ากับ

$$R \approx \frac{2.5 \times 2.9}{5.4} \approx 1.34 \text{ k}\Omega$$

อัตราขยายกระแสที่ความถี่กำหนดเท่ากับ

$$\frac{1}{r_o} = -g_m R = -27$$

อัตราขยายแรงดันที่ความถี่กำหนดเท่ากับ

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_B} &= \frac{r_o R_L}{r_o + R_L} = \frac{-27 \times 500}{10^4} \\ &\approx -1.34 \end{aligned}$$

### 11.1.2 ตัวประกอบคุณภาพ Q

ในข้อที่แล้วเราได้กล่าวถึงตัวประกอบคุณภาพไว้บ้างแล้วและได้พบว่า Q เป็นตัวบอกความกว้างสัมพัทธ์ (relative width) ของแถบความถี่ เราจะพยายามทำความเข้าใจเกี่ยวกับพารามิเตอร์นี้ต่อไป

บทนิยาม

ตัวประกอบคุณภาพ  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำเป็นตัววัดประสิทธิภาพของการสะสมพลังงาน เมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ สูตรของ  $Q$  โดยนิยามเป็นดังนี้

$$Q = 2\pi \frac{\text{ค่าสูงสุดของพลังงานสะสม}}{\text{พลังงานสูญเสีย/วัฏจักร}} \quad (11.21)$$

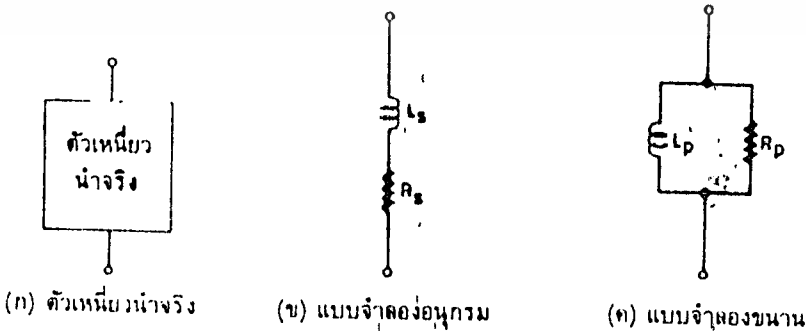
พลังงานสูญเสีย/วัฏจักรคือ อินทิกรัลของกำลังสูญเสียในหนึ่งคาบหรือเท่ากับ  $\int_0^T p(t) dt$  โดยที่  $T$  คือคาบ ถ้าหากรวมได้ด้วย  $T$  หรือคูณด้วยความถี่  $f$  ก็จะได้เป็น  $\frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$  หรือค่าเฉลี่ยของกำลังสูญเสีย ทั้งนั้นเมื่อเอา  $f$  คูณทั้งเศษและส่วนสมการ(11.21) จะเปลี่ยนมาเป็น

$$Q = \frac{\text{ค่าสูงสุดของพลังงานสะสม}}{\text{ค่าเฉลี่ยของกำลังสูญเสีย}} \quad (11.22)$$

ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติจะสะสมพลังงานอย่างเต็มและไม่มีพลังงานสูญเสีย แต่ตัวเหนี่ยวนำที่มีอยู่จริงจะมีกำลังสูญเสียบ้าง จะเห็นได้จากบทนิยามของ  $Q$  ว่าค่าของ  $Q$  จะบอกให้รู้ว่าตัวเหนี่ยวนำจริงมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติเพียงไร ยิ่ง  $Q$  มีค่าสูงก็จะยิ่งใกล้เคียงกับอุดมคติ และจะถือว่าตัวเหนี่ยวนำมีคุณภาพสูง

แบบจำลองของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

ในแบบจำลองทางไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำนั้น เราจะสมมติให้ตัวเหนี่ยวนำในอุดมคติต่ออยู่กับขั้วรวมด้านทาน ซึ่งสองประการกล่าวนี้ใช้แทนการสูญเสียพลังงาน เราอาจใช้แบบจำลองเป็นวงจรอนุกรมหรือวงจรขนานก็ได้ (ดูรูปที่ 11.11)



(ก) ตัวเหนี่ยวนำจริง

(ข) แบบจำลองอนุกรม

(ค) แบบจำลองขนาน

รูปที่ 11.11

เราจะแสดงค่าพหุคูณ  $Q$  โดยใส่แบงจ่าลงอนุกรมทั้งในรูปที่ 11.11(ข)

$$\text{ค่าสูงสุดของพลังงานสะสม} = \frac{1}{2} L_S I_m^2$$

$$\text{ค่าเฉลี่ยของกำลังสูญเสีย} = \frac{1}{2} R_S I_m^2$$

โดยที่  $I_m$  คือช่วงสูง(amplitude) ของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ดังนั้นจากสมการ(11.22) จะได้

$$Q_L = \omega \frac{\frac{1}{2} L_S I_m^2}{\frac{1}{2} R_S I_m^2} = \frac{L_S \omega}{R_S} \quad (11.23)$$

ในทำนองคล้ายคลึงกัน เราอาจพิสูจน์ได้ว่าถ้าใส่แบงจ่าลงขนานทั้งในรูปที่ 11.11(ค) จะได้

$$Q_L = \frac{R_P}{L_P \omega} \quad (11.24)$$

ถ้าตัวเหนี่ยวนำมีคุณภาพสูง  $Q_L \gg 1$  เราอาจพิสูจน์ได้ว่า  $L_S \approx L_P = L$  ความสัมพันธ์ระหว่าง  $R_S$  กับ  $R_P$  จะคำนวณได้จากข้อสังเกตที่ว่าในเมื่อแบงจ่าลงใช้แทนตัวเหนี่ยวนำตัวเดียวกัน  $Q$  ที่คำนวณได้โดยใส่แบงจ่าลงทั้งสองจะต้องเท่ากัน ดังนั้น

$$\begin{aligned} \frac{L\omega}{R_S} &= \frac{R_P}{L\omega} \\ &= Q_L \\ \text{หรือ} \quad R_P &= \frac{L^2 \omega^2}{R_S} = L\omega Q_L \end{aligned} \quad (11.25)$$

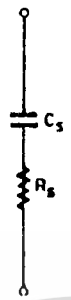
เราจะใช้สมการ(11.25) นี้บ่อยครั้งที่เห็น ทั้งนี้เพราะว่าแบงจ่าลงอนุกรมเป็นแบงจ่าลงที่ตรงกันความเป็นจริงมากกว่า โดยที่  $R_S$  ก็คือความต้านทานของลวดที่เอามาพันเป็นตัวเหนี่ยวนำ อีกหนึ่งในทางปฏิบัติจะวัด  $R_S$  ได้ง่ายกว่า โจทย์จึงมักกำหนดค่า  $R_S$  ให้ แต่อย่างไรก็ตามในการคำนวณเรามักใช้แบงจ่าลงแบบขนานเพราะคำนวณได้สะดวกกว่ากันมาก ดังนั้นถ้าโจทย์กำหนดหรือเรารู้แบงจ่าลงขนาน (รูปที่ 11.11(ข)) เราก็มักจะเริ่มการวิเคราะห์วงจรโดยการแทนแบงจ่าลงอนุกรมด้วยแบงจ่าลงขนาน (รูปที่ 11.11(ค)) และใช้สมการ(11.25) คำนวณค่าของ  $R_P$ .

รูปที่ 11.12 แสดงแบงจ่าลงทางไฟฟ้าของตัวเก็บประจุซึ่งมีทั้งแบบขนานและแบบอนุกรมอีกเช่นกัน เราอาจคำนวณได้ว่า

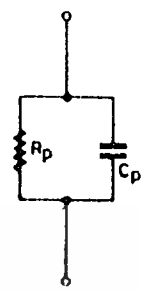
$$Q_C = \frac{1}{R_S C_S \omega} = R_P C_P \omega \quad (11.26)$$



(ก) ตัวเก็บประจุจริง



(ข) แบบจำลองอนุกรม  
 $Q_C = \frac{1}{R_S C_S \omega}$



(ค) แบบจำลองขนาน  
 $Q_C = R_P C_P \omega$

รูปที่ 11.12

สำหรับตัวเก็บประจุเรามักจะพูดถึงส่วนกลับของ  $Q_C$  ซึ่งมีชื่อเรียกว่า *ตัวประกอบค่าการสูญเสีย (dissipation factor)* มากกว่า หรือไมก็พูดถึงมุมสูญเสีย (loss angle)  $\delta$  ซึ่งมีนิยามดังนี้  
 เลข  $\delta = 1/Q_C$  การสูญเสียในตัวเก็บประจุมักจะเนื่องมาจากกระแสในฉนวน (dielectric) ทั้งนี้ แบบจำลองขนานจะตรงกับความเป็นจริงมากกว่า อย่างไรก็ดีการสูญเสียมักจะมีน้อยกว่าในตัวเหนี่ยวนำมาก ( $R_P$  ของ  $C_P > R_P$  ของ  $L$ ) โดยทั่วไปเรามักจะสมมติว่าไม่มีการสูญเสียใน  $C$

ในกรณีที่  $Q_C$  มีค่าสูง เราอาจใช้แบบจำลองในรูปที่ 11.12(ข) และรูปที่ 11.12(ค) แทนกันได้ โดยให้  $C_S = C_P = C$  และ  $R_S$  กับ  $R_P$  นี้สัมพันธ์กันตามสมการ(11.26) อนึ่งแม้ในกรณีที่  $R_S$  หรือ  $R_P$  เป็นความต้านทานธรรมดาของวงจรไม่ใช่แทนการสูญเสีย เราก็สามารถใช้สมการ (11.25) หรือสมการ(11.26) เพื่อแปลงวงจร RL หรือ RC จากวงจรขนานเป็นอนุกรมหรือกลับกันก็ได้ (ดูรูปที่ 11.11 และรูปที่ 11.12)

ตัวอย่างที่ 11.3 จงวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 11.10(ก) ในกรณีที่ไม้อ่างจะเลขความต้านทาน  $r_x$

วิธีทำ เราเขียนวงจรสมมูลได้ถึงในรูปที่ 11.13(ก) โดยเพิ่ม  $r_x$  เข้าไปในวงจรในรูปที่ 11.10(ก)

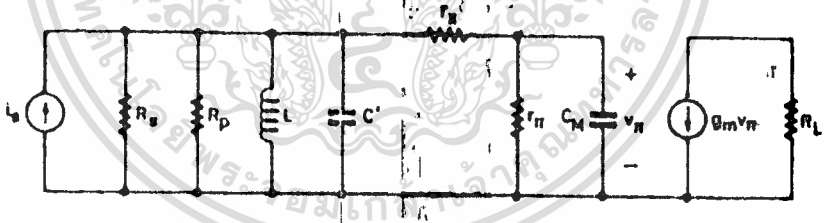
กรณีที่ 1 :  $\omega_0 \ll 1/r_x C_M$  หรือเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานที่ความถี่ไม่สูงนัก

ในกรณีนี้เราอาจจะละเลยผลของ  $C_M$  ได้ และวงจรเบสก็จะเป็วงจร RLC ขนานธรรมดา มีความต้านทานขนานเท่ากับ  $R_B // R_D // (r_x + r_x')$

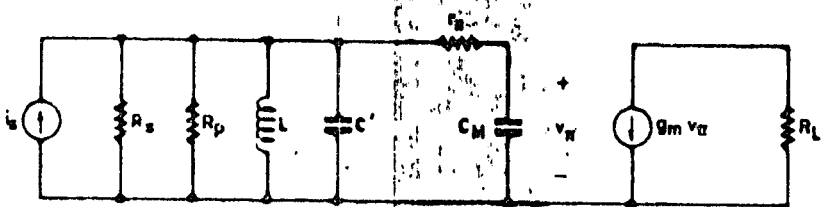
กรณีที่ 2 :  $\omega_0 \gg 1/r_x C_M$  หรือเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานที่ความถี่สูงๆ

ในกรณีนี้เราอาจสมมติว่า  $r_x$  เป็นเสมือนวงจรเปิดเมื่อเทียบกับตัวเก็บประจุ  $C_M$  วงจรสมมูลจะเปลี่ยนมาเป็นดังในรูปที่ 11.13(ข) ถ้าสมมติต่อไปอีกว่า  $r_x \gg 1/\omega_0 C_M$  เราก็อาจจะละเลย  $C_M$  ได้ อย่างไรก็ตามก็กรณีนี้เป็นกรณีที่ไม่น่าสนใจเพราะธรรมดา  $r_x$  มีค่าน้อยถ้าละเลย  $C_M$  ให้ความต้านทานของวงจร RLC จะเท่ากับ  $r_x // R_D // R_B$  ซึ่งมีค่าน้อยทำให้แถบความถี่ที่ได้มีค่ากว้างมาก

ถ้าสมมติว่า  $r_x \ll 1/\omega_0 C_M$  วงจรที่ประกอบด้วย  $C_M$  กับ  $r_x$  จะตรงกับวงจรในรูปที่ 11.12(ข) ดังนั้นจึงอาจแทนได้ด้วยวงจรในรูปที่ 11.12(ค) หลังจากการแทนแล้ววงจรสมมูลจะเปลี่ยนมาเป็นดังในรูปที่ 11.13(ก) ซึ่งก็มีวงจรเบสเป็นวงจร RLC ขนานแบบธรรมดาอีกเช่นกัน เราอาจวิเคราะห์ห้วงจรนี้ได้โดยทำเองเดียวกับในตัวอย่างที่ 11.2

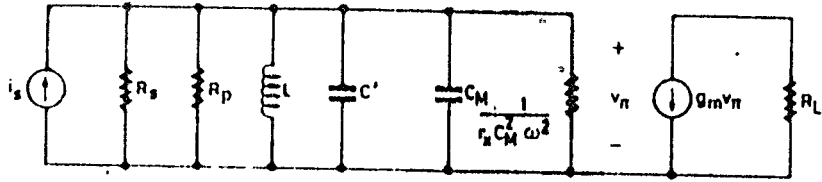


(ก) วงจรสมมูลของวงจรขยายในรูปที่ 11.10 (ก)



(ข) สมมติ  $\omega_0 \gg 1/r_x C_M$

รูปที่ 11.13



(ก) แทวงจรง  $i_s$  อนุกรม  $C_M$  ด้วยวงจรงขาน

รูปที่ 11.13 (ต่อ)

ตัวอย่างที่ 11.3 นอกจากจะแสดงให้เห็นประโยชน์ของการแปลงวงจรง RC อนุกรมเป็น RC ขนานแล้ว ก็ยังให้เห็นความยุ่งยากในการวิเคราะห์ขวงจรงขานเทรานซิสเตอร์แบบเลือกความถึด้วย กล่าวคือเราสามารถทำการวิเคราะห์ถึงในตัวอย่างที่ 11.3 ได้ถึในกรณีจำเพาะ และมีสมมติฐานหลายประการ เราไม่สามารถทำการวิเคราะห์ถึในกรณีทั่วไปให้โดยง่าย ซึ่ยุ่งยากต่างขงาสืบเนื่องมาจากความถี่เนทเทิน  $\omega_x$  ทั้งนี้เราควรใช้วงจรงสมมูลแบบ  $y$  (ดูขือ 11.4) ซึ่งจะนำมาวิเคราะห์ขวงจรงขานเลือกความถึให้สะดวกขึ้น

**Q ของวงจรง RLC ขนาน**

เราอาจใช้นิยามพหุสมการ(11.21) สำหรับขวงจรง RLC ขนานได้ แต่ต้องง้ให้ถึชัดเจนว่า ถึงงานสะสมกวมถึงพหุงานแม่เหล็กใน  $L$  หรือถึงงานไฟฟ้าใน  $C$  อย่างไรถึที่พหุงานสะสมใน  $R$  และ  $C$  มีค่าเท่ากันที่ความถี่ถึง  $\omega_0$  ของขวงจรง RLC ขนานมักจะทำนวดที่ความถี่ถึง

$$Q_0 = \frac{R}{L\omega_0} = RC\omega_0 \tag{11.27}$$

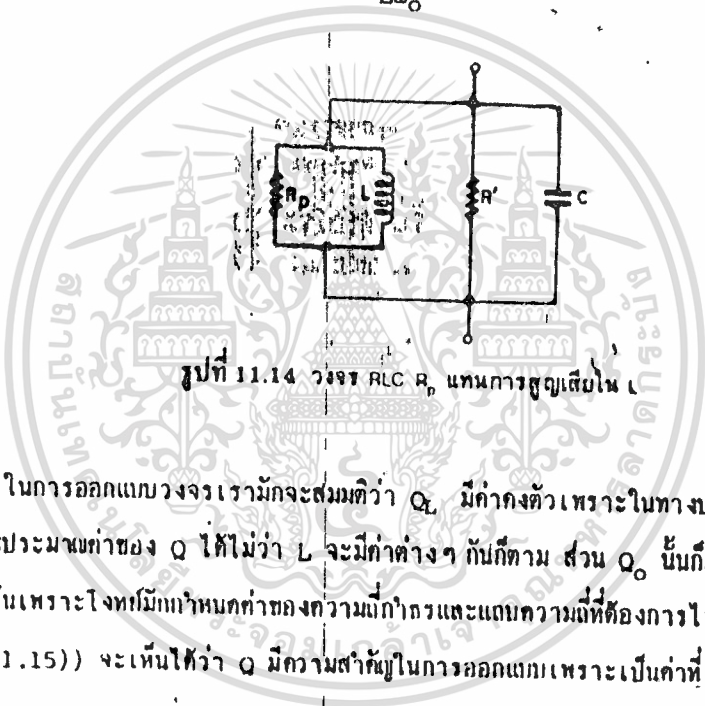
โดยทั่วไปการสูญเสียพลังงานใน  $L$  จะมีมากกว่าใน  $C$  มาก ถึถ้าเอาถึวถึเก็บประจุขงริงกับถึวเหน็ยวนำขงริงมาถึขนานกัน เราจะสมมติได้ว่าการสูญเสียพลังงานในขวงจรงจะเนื่องมาจากถึวเหน็ยมนำเท่านั้น ถึถ้าพหุถึง  $Q$  ของขวงจรงกำหกรถึถึงจะหมายถึง  $Q_L$  ของ  $L$  ซึ่ถึงมีสูตรถึงในสมการ(11.23) หรือสมการ(11.24)

ในกรณีที่วงจร RLC มีความต้านทานจริงต่ออยู่กับตัว ( $R'$  ในรูปที่ 11.14) เราต้องแยกให้  
 ก็เพราะว่ามีตัวประกอบเฉพาะสองตัว ตัวหนึ่งคือ  $Q$  ของวงจร RLC หรือ  $Q_0 = (R_p // R') / L\omega_0$   
 ส่วนอีกตัวหนึ่งคือ  $Q$  ของ L หรือ  $Q_L = R_p / L\omega_0$   $Q$  ทั้งสองจะสัมพันธ์กันดังนี้

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_R}$$

โดยที่  $Q_R$  คือ  $Q$  ของวงจรในกรณีที่ไม่มี การสูญเสียใน L

$$Q_R = \frac{R'}{L\omega_0}$$



รูปที่ 11.14 วงจร RLC  $R_p$  แทนการสูญเสียใน L

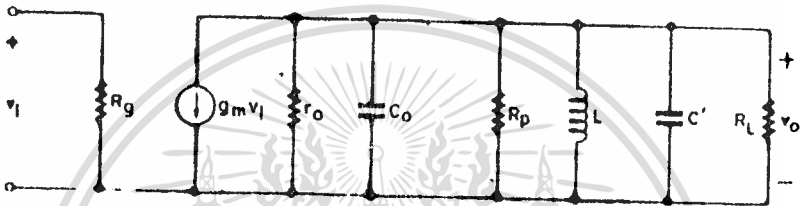
ในการออกแบบวงจรเรามักจะสมมติว่า  $Q_L$  มีค่าคงตัวเพราะในทางปฏิบัติที่ความถี่หนึ่งๆ  
 เราพอจะประมาณค่าของ  $Q$  ได้ไม่ว่า L จะมีค่าต่างๆ กันก็ตาม ส่วน  $Q_0$  นั้นก็มีค่าที่กำหนดไว้ก่อน  
 แล้วเช่นกันเพราะใจทมิฬกำหนดค่าของความถี่ธรรมชาติและแถบความถี่ที่ต้องการไว้ ( $Q_0 = \omega_0/B$  ตาม  
 สมการ(11.15)) จะเห็นได้ว่า  $Q$  มีความสำคัญในการออกแบบเพราะเป็นค่าที่เรารู้หรือสมมติว่ารู้

11.1.9 การออกแบบวงจรเพื่อให้ได้กำลังออกสูงสุด

เราจะพิจารณาการออกแบบวงจรขยายเลือกความถี่แบบง่ายดังในรูปที่ 11.15 ซึ่งเรา  
 แยกแยะได้ดังนี้

- |       |                                 |           |
|-------|---------------------------------|-----------|
| $C_0$ | ความจุไฟฟ้าขาออกของสิ่งประคิษฐ์ | รู้ค่า    |
| $r_0$ | ความต้านทานขาออกของสิ่งประคิษฐ์ | รู้ค่า    |
| $C'$  | ความจุไฟฟ้าที่ต่อเพิ่มเข้าไป    | ไม่รู้ค่า |
| L     | ความเหนี่ยวนำ                   | ไม่รู้ค่า |

- $R_p$  ความต้านทานแทนการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำ ( $= Q_L L \omega_o$ ) ไม่รู้ค่า
- $r_o$  ความต้านทานของขดลวด ไม่รู้ค่า
- $Q_L$  Q ของตัวเหนี่ยวนำ สมมติว่ารู้ค่า
- $Q_o$  Q ของวงจร RLC ( $\omega_o/B$ ) รู้ค่า
- $\omega_o$  ความถี่เรโซแนนซ์ ( $1/\sqrt{L(C'+C_o)}$ ) รู้ค่า
- B แบนความถี่ รู้ค่า



รูปที่ 11.15 วงจรเนกทีฟความถี่ที่ส่งการคอกแบบ

ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร RLC ได้แก่

$k : r_o // R_p // R_L$  โทกที่  $R_p = Q_L L \omega_o$

หรือ  $R = \frac{\left( \frac{1}{\frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_L}} \right) \times R_L}{\frac{1}{1 + Q_L^2 L^2 \omega_o^2} + R_L}$

แต่ R สัมพันธ์กับ Q ของวงจรดังนี้

$$R = Q_o L \omega_o$$

จากสมการทั้งสองจะกำหนดค่าของ  $L \omega_o$  ให้เท่ากับ

$$L \omega_o = \frac{r_o R_L (Q_L - Q_o)}{(r_o + R_L) Q_L Q_o} \tag{11.28}$$

กำลังในโหลด  $R_L$  มีค่าเท่ากับ

$$P_o = \frac{v_o^2}{R_L} = \frac{g_m^2 v_i^2 R^2}{R_L}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{g_m v_i^2 (Q_o L \omega_o)^2}{R_L} \\
 &= g_m^2 v_i^2 \frac{Q_o^2}{R_L} \left[ \frac{r_o R_L (Q_L - Q_o)}{(r_o + R_L) Q_L Q_o} \right]^2 \quad (11.29)
 \end{aligned}$$

ในสมการนี้ค่าเดียวที่เรายังไม่รู้คือโหลด  $R_L$  เราจะเลือกค่า  $R_L$  เพื่อให้ได้กำลังออกสูงสุด ค่าของ  $R_L$  นี้จะเป็นไปตามเงื่อนไข  $dp_o/dR_L = 0$  จากการคำนวณเราพบว่า  $p_o$  จะมีค่าสูงสุดเมื่อ

$$R_L = r_o \quad (11.30)$$

ในกรณีที่แถบความถี่มีค่าคงตัว ความต้านทานโหลด  $R_L$  ที่จะได้รับกำลังสูงสุดมีค่าเท่ากับ ความต้านทานออก  $r_o$  โดยไม่ขึ้นอยู่กับความต้านทาน  $R_p$  ของตัวเหนี่ยวนำ (ผลลัพธ์นี้อาจจะทำให้แปลกใจอยู่บ้าง เราอาจคาดคะเนได้ว่า  $R_L$  ที่จะได้รับพลังงานสูงสุดน่าจะทำกับ  $r_o/R_p$  แต่นั่นเป็นกรณีที่  $R_p$  มีค่าคงตัวไม่ขึ้นกับ  $R_L$  แต่ในที่นี้  $R_p = Q_L L \omega_o$  จากสมการ(11.28) จะเห็นว่า  $R_p$  ไม่คงตัวและขึ้นกับ  $R_L$ )

แทนสมการ(11.30) ลงในสมการ(11.28) จะได้

$$L \omega_o = \frac{r_o}{2} \times \frac{Q_L - Q_o}{Q_L Q_o} \quad (11.31)$$

เราจะคำนวณค่าของ  $L$  ได้จากสมการ(11.31) จากนั้นก็คำนวณค่าของ  $C$  จากสูตร  $C = 1/L \omega_o^2$  และให้ค่าของ  $C' = C - C_o$  ในที่สุด

สูตรชัดเจนในการออกแบบ  $L$

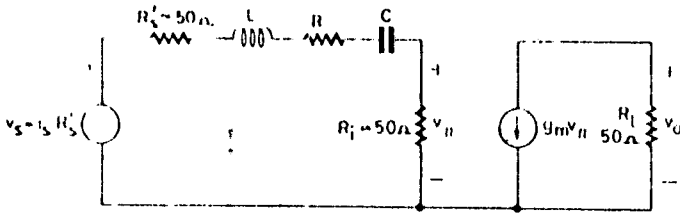
$$L = \frac{0.4 \mu r^2 n^2}{9F + 10A} \quad (\mu H) \quad (11.32)$$

โดยที่  $r$  คือค่าเงี่ยของรัศมี  $A$  ความยาวของขดลวด(หน่วยเป็นเซนติเมตร)  $n$  จำนวนรอบและ  $\mu_r$  เพอร์มิทิตีสัมพัทธ์(relative permeability)

คำนวณหา  $C$  ได้

แทนสมการ(11.30) ลงในสมการ(11.29) จะได้กำลังออกสูงสุดเท่ากับ

$$P_o \max = g_m^2 v_i^2 \frac{r_o}{4} \times \frac{Q_L - Q_o}{Q_L} \quad (11.33)$$



- (ก) ค่า  $\omega$  และ  $C$  ของวงจร RLC ขนานที่มี  $\omega$  ต่ำพอๆ จะไม่มีผล  
 รวมกัน และการสูญเสียใน  $R$  แทนการสูญเสียใน  $L$   
 รวมกับ  $R_L$  การสูญเสียใน  $L$  และ  $r_m$  ( $C_m$ ,  $C_s$ ,  $C_0$ ,  $r_m$ ,  $R$ )

รูปที่ 11.17 (ต่อ)

วิธีทำ ถ้าเราใช้วงจร RLC ขนานดังในรูปที่ 11.10(ก) โดยไม่ใส่ตัวเก็บประจุ  $C'$  ของวงจรจะมีที่ ประมวล  $\omega \sim \omega_0$  หรือ  $\omega_0/\omega_p$  (ส่วนตัวเก็บประจุ  $C'$  ( $1 + C_m R_L$ ) ให้) จะเห็นได้ว่า  $\omega$  จะมีค่าต่ำกว่า  $\omega_0$  (โดยทั่วไป  $\omega_0 < \omega_p$ ) ทั้งนี้เพราะว่าเป็นสิ่งลงใจ  $C'$  เพื่อให้  $\omega$  ใหญ่กว่าหนึ่ง อย่างไรก็ตามที่ความถี่  $\omega_0$  สูงๆ การใส่  $C'$  จะทำให้  $L$  มีค่าต่ำเกินไป นี่เองเป็นเหตุให้เราเปลี่ยนมาใช้วงจร RLC อนุกรม ดังในรูปที่ 11.17(ก)

เราต่อตัวเก็บประจุ  $C_s$  และ  $C_m$  ไว้ เพื่อลบข้างผลของตัวเก็บประจุของแหล่งสัญญาณและของเบสตัวหลอดนั้น ในทางกลับกันเราจะให้  $\omega$  ของวงจร RLC ขนานมีค่าน้อยเมื่อเป็นเช่นนี้วงจร RLC ขนานจะมีผลโดยที่ผลของผลของวงจร RLC ขนานจะรวมกันและไม่ค่อยขึ้นกับที่ความถี่ เพราะว่ามีค่าที่ต่ำพอๆ ให้  $R_s$  และ  $R_L$  เป็นค่าเฉลี่ยของค่าของวงจร RLC ขนานที่จุดเรโซแนนซ์สัญญาณและเบสตัวหลอดนั้น (ดูรูปที่ 11.17(ก)) ( $R_s$  คือ  $R_s //$  ความต้านทานขนานแทนการสูญเสียของ  $L_s$ ;  $R_L$  คือ  $r_m //$  ความต้านทานขนานแทนการสูญเสียของ  $L_L //$  ความต้านทานไบออส  $R_B$ ) เงื่อนไขที่สี่เซปแทนซ์  $\ll$  ความถี่เรโซแนนซ์ดังนี้

$$\omega C_s = \frac{1}{\omega L_s} \ll \frac{1}{R_s}$$

และ 
$$\omega C_L = \frac{1}{\omega L_L} \ll \frac{1}{R_L}$$

เมื่อเป็นเช่นนี้เราอาจสมมติให้  $L_s$ ,  $C_s$  และ  $L_L$ ,  $C_L$  เป็นเสมือนวงจรเปิด ถ้าแทนแหล่งกระแสแรงดันด้วย  $v_s$  ให้เป็นวงจรสมมูลที่แสดงในรูปที่ 11.17(ก)

การออกแบบ

ความเหนี่ยวนำ  $L_S$  จะคำนวณได้จากค่าของ  $C_S$  และ  $\omega_0$  ดังนี้

$$L_S = \frac{1}{\omega_0^2 C_S}$$

$$= 2.6 \mu\text{H}$$

ถ้าสมมติ  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำ  $L_S$  เท่ากับ 100 ความต้านทานขนานที่แทนการสูญเสียจะเท่ากับ  $Qr_S \omega_0 = 82 \text{ k}\Omega \gg R_S$  ดังนั้น  $R'_S \approx R_S = 50 \Omega$  เราคำนวณค่า  $Q$  ของวงจรขนานทางค่านแหล่งสัญญาณได้ดังนี้  $Q_i \approx \omega_0 R'_S C_S \approx 0.06$  ซึ่งมีค่าน้อยมากจริงจะเห็นได้ว่าเราอาจละเลย  $L_S, C_S$  ได้

ความเหนี่ยวนำ  $L_i$  จะคำนวณได้จากค่าของ  $C_M$  และ  $\omega_0$  ดังนี้

$$L_i = \frac{1}{\omega_0^2 C_M}$$

$$\approx \frac{1}{\omega_0^2 (C_C + (1 + g_m R_L) C_C)} \approx 0.68 \mu\text{H}$$

ถ้าสมมติให้  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำ  $L_i$  เท่ากับ 100 ความต้านทานขนานที่แทนการสูญเสียจะเท่ากับ  $Qr_i \omega_0 = 22 \text{ k}\Omega \gg r_\pi$  ถ้าสมมติให้ความต้านทาน  $R_B \gg r_\pi$  จะให้  $R_i \approx r_\pi = 50 \Omega$  เราคำนวณค่า  $Q$  ของวงจรขนานทางค่านเบสได้ดังนี้  $Q_i \approx \omega_0 R_i C_M = 0.25$  ซึ่งมีค่าน้อยมาก จะเห็นได้ว่าเราอาจละเลย  $L_i, C_i$  ได้

จกวงจรสมมูลในรูปที่ 13.17(ก) ถ้าต้องการให้  $Q$  ของวงจรเท่ากับ  $\omega_0/B = 50$  นั่นคือ

$$50 = \frac{L\omega_0}{100 + R}$$

ถ้าสมมติให้  $Q$  ของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  เท่ากับ 250 (ต้องให้มิกค่าสูงกว่า  $Q$  ของวงจร) ดังนั้น  $R = L\omega_0/250$  จะให้  $L\omega_0 = 6250 \Omega$  หรือ  $L \approx 19 \mu\text{H}$

ดังนั้น

$$C = \frac{1}{L\omega_0^2} \approx 0.53 \text{ pF}$$

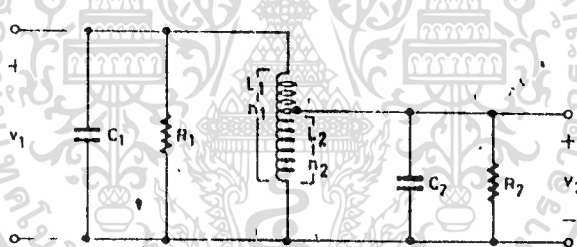
เราคงต้องใช้ตัวเก็บประจุที่แปรค่าได้สำหรับ  $C$  ที่มีค่าน้อยเช่นนี้

### 11.2 การแปลงอิมพีแดนซ์

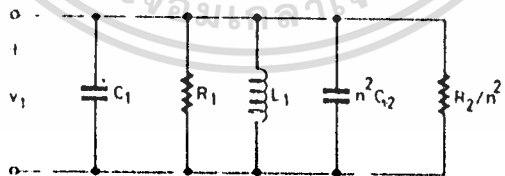
ปัญหาหนึ่งที่พบในกรรณการแยกแยะในวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำหรือขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำงานให้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจนไวเลจจะหาองค์ประกอบวงจร เช่นกันได้ในทางปฏิบัติ (ดูได้จากตัวอย่างที่ 11.4) การแปลงอิมพีแดนซ์จะช่วยให้การออกแบบง่ายขึ้น อีกประการหนึ่งการแปลงอิมพีแดนซ์จะช่วยให้เกิดการเข้าซุกกันได้ (matching) เมื่อเป็นเช่นนี้อัตราขยายกำลังจะมีค่าสูงสุด

#### 11.2.1 การแปลงอิมพีแดนซ์ในอุดมคติ

รูปที่ 11.18(ก) แสดงให้เห็นหลักการแปลงขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้กับมากในวงจรขยายแอมป์เลือกความถี่ หรือแปลงแอมป์เป็นขดลวดที่พันกันเฉพาะไวเลจศูนย์กลางต่อออกมา ในเมื่อแทนที่ไว้วิเลจที่กึ่งกลางเวลาจะสมมติได้ว่าไม่มีกระแสไหลที่ขดลวดการเชื่อมใหม่  $\approx 1$  เมื่อทั้งสองขดลวดมีการสูญเสียเล็กน้อยมาก สรุปได้ว่าเราจะมีแปลงในอุดมคติ



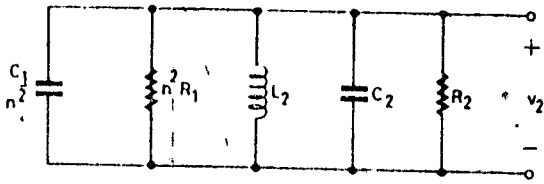
(ก) หม้อแปลงขดลวดเดี่ยว  $v_1$   $n_1 v_1/n_2$   $n_2 v_2$



(ข) ถ้า  $n = 1$  จากชุดนิยามไปปฐมภูมิ

รูปที่ 11.18

ในกรณีพิเศษของวงจรที่ใช้หม้อแปลงในอุดมคตินั้น เราสามารถใช้การถ่ายอิมพีแดนซ์เป็นหลัก เช่น อาจย้ายจากชุดนิยามไปปฐมภูมิ (ดูรูปที่ 11.18(ข)) หรือกลับกัน (ดูรูปที่ 11.18(ค)) อิมพีแดนซ์ที่ถ่ายไปจะห้ลงบนขดลวดหรือหาด้วยอัตราค่าการแปลงยกกำลังสอง ( $n^2$ ) แล้วแต่กรณี การ



(ค) ย้าย  $R_1, C_1$  จากปฐมภูมิไปทุติยภูมิ  
รูปที่ 11.18 (ต่อ)

ย้ายไปด้านที่แรงดันสูงกว่าจะเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 11.18(ข) ส่วนการย้ายไปด้านที่แรงดันมีค่าต่ำกว่าจะได้อิมพีแดนซ์ต่ำลง ดังรูปที่ 11.18(ค)

ตัวอย่างที่ 11.6 วงจรหม้อแปลงในรูปที่ 11.19(ก) ทำงานที่ความถี่  $f_0 = 455 \text{ kHz}$  และมีแถบความถี่เท่ากับ  $10 \text{ kHz}$  ถ้า  $L_1 = 10 \mu\text{H}$ ,  $r_x = 0$ ,  $r_{\pi} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B \gg r_{\pi}$ ,  $R_B = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $C_0 = 1000 \text{ pF}$ ,  $C_C = 20 \text{ pF}$ ,  $g_{m1} = 0.1 \text{ S}$ ,  $R_L = 500 \Omega$  จงคำนวณอัตราการแปลง  $n$  และอัตราขยายกระแสที่ความถี่กั๋วธร

วิธีทำ เขียนวงจรสมมูลได้ดังในรูปที่ 11.19(ข) ย้าย  $C_M$  และ  $R_i$  จากทุติยภูมิไปทางปฐมภูมิ โดยหารอิมพีแดนซ์ด้วย  $n^2$  จะได้เป็นวงจรสมมูล ดังในรูปที่ 11.19(ค)

คำนวณค่าตัวเก็บประจุของวงจร RLC

$$C = \frac{1}{L_1 \omega_0^2} = \frac{1}{4\pi^2 \times (4.55)^2 \times 10^{10} \times 10^{-6}}$$

$$\approx 1.2 \times 10^{-8} \text{ F} \text{ หรือ } 12000 \text{ pF}$$

คำนวณค่าความต้านทานของวงจร RLC

$$R = \frac{1}{BC} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 1.2 \times 10^{-8}}$$

$$\approx 1330 \Omega \text{ หรือ } 1.33 \text{ k}\Omega$$

จากรูปที่ 11.19(ค) จะได้

$$R : R_B // \frac{R_i}{n^2} = \frac{R_B R_i}{n^2 R_B + R_i} = \frac{2}{2n^2 + 1}$$

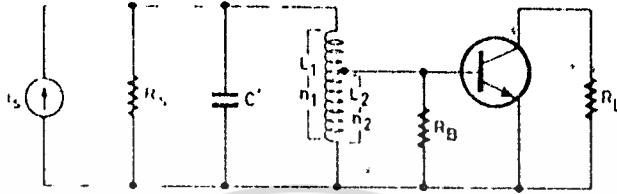
$$\approx 1.33 \text{ k}\Omega$$

ดังนั้น  $n^2 = 0.25$  หรือ  $n = 0.5$

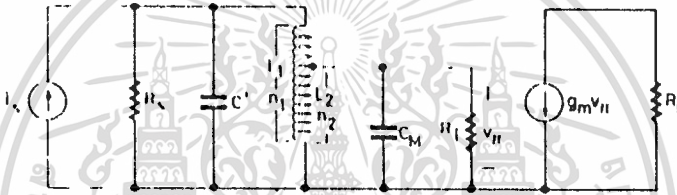
ตอบ

ลักษณะรายการแสดงวงจรมอดูเลชัน

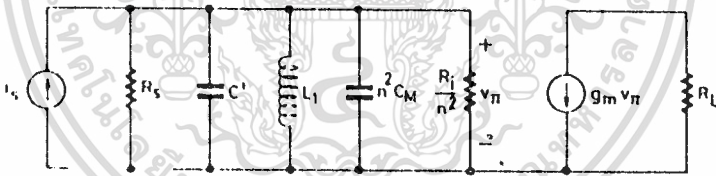
$$\Lambda_{1,0} = \frac{-g_m V_{\pi}}{L_{\Sigma}} = -g_m R \approx -0.5 \times 0.1 \times 1330 \approx -66 \text{ วัตต}$$



(ก) วงจรมอดูเลชันที่ใช้ขดลวดที่มีจุดประกาย



(ข) วงจรมอดูเลชัน  $C_M = C_s + C_c (1 + g_m R_L) \parallel R_B // r_{\pi} \approx r_{\pi}$



(ค) ลักษณะพหุคูณจากชุดขดลวดทางตรง

รูปที่ 11.10

หมายเหตุ (1) โทนที่เรารู้สึกว่าไม่มีเสียงสูงเสียดในหัวเหน่ย่นำ  $r_{\pi}$  ก็ที่จริงแล้วตัวเหน่ย่นำมีการสูญเสียซึ่งอาจแทนได้ด้วยความต้านทานขนาน  $R_p$  ถ้าสมมติ  $Q$  ของตัวเหน่ย่นำ = 150  $R_p$  จะมีค่าเท่ากับ  $QL\omega_0 = 150 \times 6.9 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 455 \times 10^3 \approx 3000 \Omega$  ความต้านทาน  $R_p$  นี้ถ้ารวมเข้ากับ  $R_s$  ถ้าเราสมมติค่า  $R_s$  ใหม่เป็น 5 kΩ ให้  $R_p = 3 \text{ k}\Omega$  จะได้  $R_B // R_p \approx 2 \text{ k}\Omega$  ซึ่งก็ตรงกับแถวนี้ของตัวอย่างที่ 11.5 นี้

(2) ประโยชน์ของ เราใช้หม้อแปลงอาจสังเกตได้จากนี้

(ก) พิจารณาซิสเตอร์ที่ใช้ในตัวอย่างที่ 11.2 และตัวอย่างที่ 11.5 มี  $n_1$  เท่ากัน วงจรที่ทำงานที่ความถี่เดียวกัน มักและวิวัฒนาการเท่ากัน การออกแบบที่ใช้หม้อแปลงทั้งในตัวอย่างที่ 11.5 ทำให้ได้ฉัตรความหนาแน่นกระแสสูงกว่า (66 แทนที่จะเป็น 27)

(ข) ในตัวอย่างที่ 11.5 ถ้าไม่ใช้หม้อแปลง แต่ต้องการอัตราขยายกระแสคงเดิมเท่ากับ -66 จะต้องใช้ค่า R ของวงจร RIC เล็กลงครึ่งหนึ่ง (ในอัตราส่วนของ  $n$ ) นั่นคือแถบความถี่จะกว้างขึ้นเท่าตัว

การแปลงอิมพีแดนซ์ในอุดมคติไม่จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงก็ได้ แต่อาจเป็นวงจรใดๆ (ดูรูปที่ 11.20) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นเฉื่อยงาน (passive) และไม่มีการสูญเสีย เราอาจพิสูจน์ได้ว่าความต้านทานที่มองเข้าไปในวงจร N จะเป็นปฏิภาคกับความต้านทาน R ที่มีคอลลูกของขาและเป็นโหนดของ N ดังนี้

ในเมื่อไม่มีการสูญเสียในวงจร N กำลังขาเข้าจะเท่ากับกำลังในความต้านทาน R หรือ

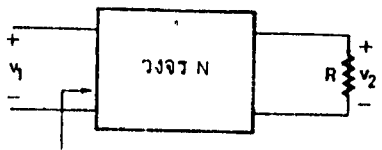
$$\frac{|v_1|^2}{R'} = \frac{|v_2|^2}{R} \tag{11.36}$$

โดยที่  $R'$  คือความต้านทานที่มองเข้าไปในวงจร N

ให้ 
$$n = \frac{|v_2|}{|v_1|} \tag{11.37}$$

จากสมการ (11.36) จะให้

$$R' = \frac{R}{n^2} \tag{11.38}$$



$R' = R/n^2$  โดยที่  $n = v_2/v_1$

รูปที่ 11.20 แสดงการแปลงความต้านทานโดยวงจรที่ไม่มีการสูญเสีย N

จะเห็นได้ว่าเมื่อถ่ายความต้านทานจากชั้วออกมาทางชั้วเข้าต้องหารด้วย ขนาดของอัตราขยายแรงดันยกกำลังสอง

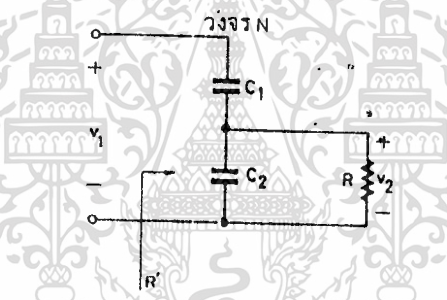
ตัวอย่างของวงจรที่ไม่มี การสูญเสีย  $N$  ที่ใส่แปลงความต้านทาน ได้แก่ ตัวแบ่งแรงดันที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  (ดูรูปที่ 11.21(ก)) ขนาดของอัตราขยายแรงดันของวงจรนี้มีค่าเท่ากับ

$$n = \left| \frac{v_2}{v_1} \right| = \left| \frac{j\omega C_1 R}{1 + j\omega R(C_1 + C_2)} \right| \quad (11.39)$$

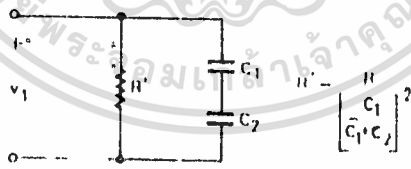
เรามักใช้วงจรนี้ในกรณีที่  $\omega(C_1 + C_2)R \gg 1$  ดังนั้น

$$n \approx \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (11.40)$$

ซึ่งก็เท่ากับอัตราแบ่งแรงดันของตัวแบ่งแรงดัน  $C_1$  และ  $C_2$  ในกรณีที่  $R$  ไม่มีผล(ใหญ่มาก)



(ก) ใส่ตัวแบ่งแรงดัน  $C_1, C_2$  เพื่อแปลงความต้านทาน



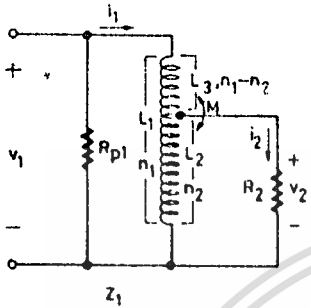
(ข) วงจรสมมูลของวงจร (ก) ในกรณีที่  $\omega(C_1 + C_2)R \gg 1$

รูปที่ 11.21

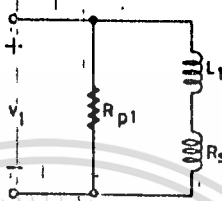
เมื่อถ่ายความต้านทาน  $R$  ของวงจรในรูปที่ 11.21 มาเป็นความต้านทาน  $R'$  ทางชั้วเข้าแล้ว จะได้วงจรสมมูลซึ่งเป็นความต้านทาน  $R'$  ต่อขนานกับวงจรที่ไม่มี การสูญเสีย ซึ่งอาจแทนได้ด้วยรีแอกแตนซ์ค่าหนึ่ง ในกรณีที่  $\omega(C_1 + C_2)R \gg 1$  เราอาจพิสูจน์ได้ว่าวงจรสมมูลนี้เป็นดังในรูปที่ 11.21(ข)

11.2.2 ตัวเหนี่ยวนำที่มีจุดกลาง

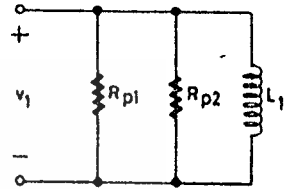
เราจะพิจารณาตัวเหนี่ยวนำที่มีจุดกลางในกรณีที่สัมประสิทธิ์ของการเชื่อมโยง  $k$  เล็กกว่าหนึ่ง ส่วนการสูญเสียในกลางแทนได้ด้วยความต้านทานขนาน  $R_{p1}$  (ดูรูปที่ 11.22(ก))



(ก) ตัวเหนี่ยวนำที่มีจุดกลาง



(ข) ย้าย  $R_s$  มาทางปฐมภูมิ



(ค) เปลี่ยน  $n_2$  เป็น  $R_{p2}$

รูปที่ 11.22

เราเขียนสมการตาข่าย(mesh equation) ของตัวเหนี่ยวนำที่มีจุดกลางได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_1 &= -j\omega L_1 i_1 - j\omega(L_2 + M) i_2 \\ 0 &= -j\omega(L_2 + M) i_1 + (R_2 + j\omega L_2) i_2 \end{aligned} \quad (11.41)$$

โดยที่  $M$  คือความเหนี่ยวนำร่วม(mutual inductance) ระหว่าง  $L_1$  กับ  $L_2$

จากสมการ(11.41) จะคำนวณ  $i_1$  ได้ดังนี้

$$i_1 = \frac{(R_2 + j\omega L_2) v_1}{j\omega L_1 (R_2 + j\omega L_2) + \omega^2 (L_2 + M)^2} \quad (11.42)$$

ลิมิตแทนที่โอมเชิงเข้าไปในวงจรมีค่าเท่ากับ

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 (L_2 + M)^2}{R_2 + j\omega L_2} \quad (11.43)$$

เทอมที่สองทางขวาของสมการ(11.43) ก็คืออิมพีแดนซ์ที่ย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ จะเห็นว่าเมื่อย้ายความต้านทานมาจะได้เป็นอิมพีแดนซ์ที่เป็นเลขเชิงซ้อน อย่างไรก็ตามเราก็จะพิจารณาคกรณที่  $Q$  ของวงจรมีค่าสูงเท่านั้น เมื่อเป็นเช่นนี้ก็อาจสมมติได้ว่า  $R_2 \gg L_2 \omega$  และอิมพีแดนซ์ที่ย้ายมาจะประมาณว่าเป็นความต้านทานมีค่าเท่ากับ

$$R_n = \frac{\omega^2(L_2 + M)^2}{R_2} \quad (11.44)$$

ความต้านทาน  $R_n$  ที่ใช้มานี้จะต่ออนุกรมอยู่กับความเหนี่ยวนำ  $L_1$  (ดูรูปที่ 11.22 (ก) และสมการ(11.43)) เพื่อความสะดวกในการคำนวณ เราอาจเปลี่ยนความต้านทานอนุกรม  $R_n$  นี้เป็นความต้านทานขนานมีค่าเท่ากับ (ดูรูปที่ 11.22(ค) และสมการ(11.25))

$$R_{p2} = \frac{L_1^2 \omega^2}{R_n} = \left[ \frac{L_1}{L_2 + M} \right]^2 R_2 \quad (11.45)$$

ในการออกแบบวงจรขยาย เรามักต้องการให้กำลังในความต้านทาน  $R_2$  (หรืออีกนัยหนึ่ง  $R_{p2}$ ) มีค่าสูงสุด เงื่อนไขนี้จะกำหนดค่า  $R_{p2}$  โดยทั่วไป  $R_2$  ก็คือโหลด ซึ่งโจทย์มักจะกำหนดค่าไว้ เมื่อเป็นเช่นนี้สมการ(11.45) จะช่วยให้สามารถคำนวณค่าของอัตราส่วนจำนวนรอบ  $n$  ได้ ในกรณีที่  $k \approx 1$  ดังจะกล่าวต่อไป

ถ้า  $k \approx 1$  จะให้ 
$$L_2 \approx \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 L_1 = n^2 L_1 \quad (11.46)$$

และ 
$$M = k\sqrt{L_2 L_1} = kL_1 \frac{(n_1 - n_2)}{n_1^2} n_2 = kL_1(n - n^2) \quad (11.47)$$

แทนสมการ(11.46) และสมการ(11.47) ลงในสมการ(11.45) จะให้

$$R_{p2} = \frac{R_2}{[(1-k)n^2 + kn]^2} \quad (11.48)$$

สังเกตได้ว่าในกรณีที่  $k = 1$ ,  $R_{p2} = R_2/n^2$  ตรงตามที่ได้กล่าวไว้ในข้อก่อน

เราจะคำนวณค่าของ  $n$  ได้จากสมการ(11.48) ซึ่งเป็นสมการอันดับสองของ  $n$  มี  $k$  สองค่าที่เป็นรากของสมการ เราพบว่ารากที่เป็นบวกมีค่าเท่ากับ

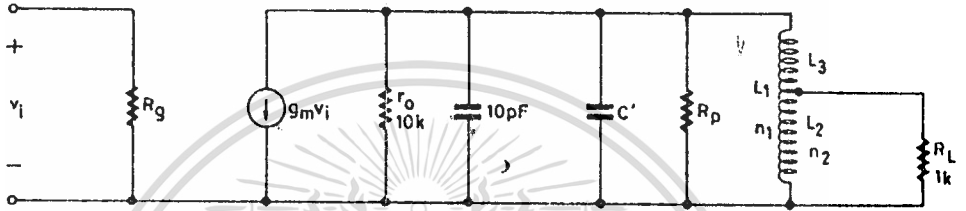
$$n = \left[ \frac{k^2}{4(1-k)^2} + \frac{\left( \frac{R_2}{R_{p2}} \right)^{1/2}}{1-k} \right]^{1/2} - \frac{k}{2(1-k)} \quad (11.49)$$

สมการ(11.49) นี้มีประโยชน์ในการออกแบบ (กรณี  $k \approx 1$ ) ดังจะเห็นได้จากตัวอย่างต่อไป

**ตัวอย่างที่ 11.6** จงออกแบบวงจรขยายในรูปที่ 11.23 เพื่อให้วงจรทำงานที่ความถี่ 5 MHz และมีแถบความถี่เท่ากับ 200 kHz ให้  $r_o = 10 \text{ kd}$  และตัวเก็บประจุขาออก  $C_o = 10 \text{ pF}$

ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้เป็นชนิดแกนอากาศ มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.4 เซนติเมตร และมีความยาว 0.5 เซนติเมตร สมมติ Q ของตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ  $Q_L = 100$  และ

- (ก)  $k = 1$
- (ข)  $k = 0$
- (ค)  $k = 0.8$



รูปที่ 11.23 วงจรสมมูลของวงจรเลือกความถี่ที่มีการแปลงอิมพีแดนซ์

วิธีทำ จากสมการ(11.31) จะให้

$$L_1 = \frac{r_o}{2\omega_o} \times \frac{Q_L - Q_o}{Q_L \times Q_o}$$

$$= \frac{10^4}{2 \times 2\pi \times 5 \times 10^6} \times \frac{100 - \frac{5}{0.2}}{100 \times \frac{5}{0.2}}$$

$$= 3.7 \times 10^{-6} \text{ H หรือ } 3.7 \text{ }\mu\text{H}$$

ตัวเก็บประจุของวงจร RLC ขนาน มีค่าเท่ากับ

$$C = \frac{1}{L_1 \omega_o^2} = \frac{1}{3.7 \times 10^{-6} \times 4\pi^2 \times 25 \times 10^{12}}$$

$$= 270 \times 10^{-12} \text{ F หรือ } 270 \text{ pF}$$

ดังนั้น

$$C' = C - 10$$

$$= 260 \text{ pF}$$

จากสูตรจิกเจน(empirical) ที่ให้ไว้ในสมการ(11.32) เราคำนวณจำนวนรอบของขดลวดที่ใช้หาค่าตัวเหนี่ยวนำได้เท่ากับ

ดังนั้น 
$$n_1^2 = \frac{L_1(9r + 10\ell)}{0.4r^2} = \frac{3.7(9 \times 0.2 + 10 \times 0.5)}{0.4 \times (0.2)^2}$$
  

$$n_1 \approx 40$$

(ii)  $k = 1$  จากสมการ(11.30) และสมการ(11.38)

ให้ 
$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{R_L}{r_0}} = 40 \sqrt{\frac{1}{10}} = 13$$
 ตอบ

(ข)  $k = 0$  ในกรณีนี้ไม่มีการเชื่อมโยงระหว่างตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  และ  $L_2$  ซึ่งสมมติให้ว่าเป็นตัวเหนี่ยวนำสองตัวแยกจากกัน อัตราการแปลงในกรณีนี้มีค่าเท่ากับ

$$\frac{L_2}{L_2 + L_1} = \frac{L_2}{L_1} = \sqrt{\frac{R_L}{r_0}} = \sqrt{\frac{1}{10}}$$

แต่ในเวกเตอร์เหนี่ยวนำเป็นปฏิภาคกับจำนวนรอบยกกำลังสอง คูสมการ(11.32)

ดังนั้น

$$\frac{n_2^2}{n_1^2} = \sqrt{\frac{1}{10}} \quad \text{หรือ} \quad n_2 = \frac{40}{(10)^{\frac{1}{4}}} = 22$$
 ตอบ

(ค)  $k = 0.8$  จากสมการ(11.49) จะได้

$$n_2 = \frac{n_1}{\left[ \frac{k^2}{4(1-k)^2} + \frac{\left(\frac{R_L}{r_0}\right)^{\frac{1}{2}}}{1-k} \right]^{\frac{1}{2}}} = \frac{k}{2(1-k)}$$

ดังนั้น

$$n_2 = 40 \left\{ \frac{0.8^2}{4 \times (0.2)^2} + \frac{1}{\sqrt{10} \times 0.2} \right\}^{\frac{1}{2}} = \frac{0.8}{2 \times 0.2}$$
  

$$\approx 14.5$$

ข้อสังเกต การเชื่อมโยงต่าง ๆ กันในตัวอย่างนี้ให้ค่าของจำนวนรอบ  $n_2$  ไม่ต่างกันเท่าไรนัก โดยปกติแล้วเราจะสมมติ  $k = 1$  เพื่อความสะดวกในการคำนวณ

### 11.2.3 หม้อแปลง

เราเขียนสมการตาข่าย(mesh equations) ของหม้อแปลงในรูปที่ 11.24(ก) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} v_1 &= i_1 Z_{11} + i_2 Z_{12} \\ 0 &= i_1 Z_{21} + i_2 Z_{22} \end{aligned} \tag{11.50}$$

โทเทีย  $Z_{11} = R_{S1} + jL_1\omega$  ( $R_{S1}$  แทนการสูญเสีย)

$Z_{12} = Z_{21} = jM\omega$  ( $M$  คือความเหนี่ยวนำร่วม)

$Z_{22} = R_{S2} + R_2 + jL_2\omega$  ( $R_{S2}$  แทนการสูญเสีย)

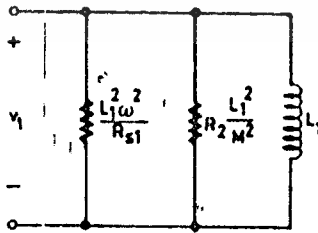
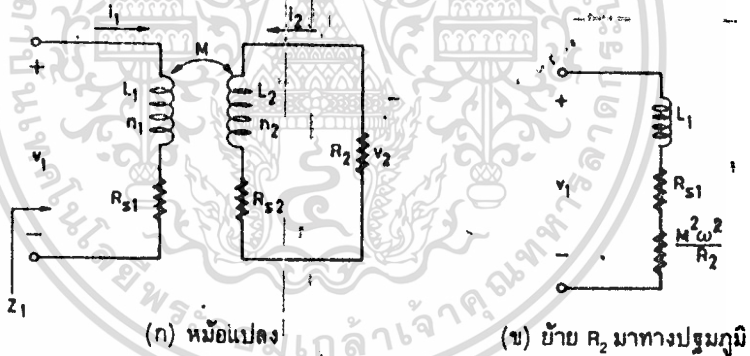
จากสมการ(11.50) คำนวณกระแส  $i_1$  ได้ดังนี้

$$i_1 = \frac{v_1 Z_{22}}{Z_{11} Z_{22} - Z_{12}^2} \quad (11.51)$$

ดังนั้นอิมพีแดนซ์ที่มองเข้าไปทางปฐมภูมิมีค่าเท่ากับ

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} = \frac{Z_{11} Z_{22} - Z_{12}^2}{Z_{22}} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}} \quad (11.52)$$

$$Z_1 = R_{S1} + jL_1\omega + \frac{M^2 \omega^2}{R_{S2} + R_2 + jL_2\omega} \quad (11.53)$$



(ค) เปลี่ยนความต้านทานอนุกรมเป็นขนาน

รูปที่ 11.24

เทอมสุดท้ายของสมการ (11.53) คือ อิมพีแดนซ์ที่ถ่ายมาจากทางด้านทุติยภูมิมาทางปฐมภูมิ ในกรณีที่  $Q$  ของวงจรมีค่าสูง นั่นคือ  $R_2 \gg R_{S2} + j\omega L_2$  อิมพีแดนซ์ที่ถ่ายมาจะเป็นความต้านทานอนุกรมที่มีค่าประมาณ  $M^2\omega^2/R_2$  (ดูรูปที่ 11.24(ข)) ถ้าเปลี่ยนความต้านทานอนุกรมก็เป็นความต้านทานขนาน ไปได้

ความต้านทาน  $R_2$  ถ่ายมาทางปฐมภูมิเท่ากับ

$$R_2 \frac{L_1^2}{M^2} = R_2 \frac{L_1}{k^2 L_2} \quad (11.54)$$

ในกรณีอุดมคติ  $k=1$  และ  $L_1/L_2 = n_1/n_2 = 1/n^2$  และความต้านทานที่ถ่ายมาทางปฐมภูมิจะถูกหารด้วย  $n^2$  ซึ่งก็เป็นที่รู้กันดีอยู่แล้ว ในกรณีทั่วไป  $k < 1$  เราอาจสมมติว่า  $L_1/L_2 = 1/n^2$  และความต้านทานที่ถ่ายมาจะถูกหารด้วย  $n^2 k^2$  อีกประการหนึ่ง อัตราการแปลงแรงดัน  $v_2/v_1$  ก็มีค่าประมาณ  $k\sqrt{L_2/L_1} = kn$

### 11.3 วงจรขยายที่มีวงจรกิจรหลายวงจรถ่าย

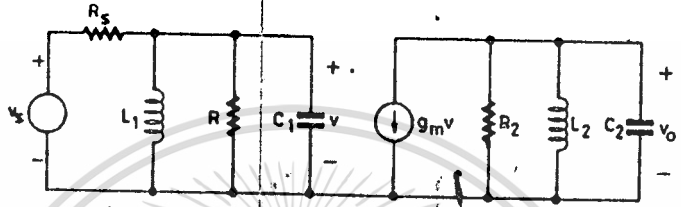
เราได้ศึกษาวงจรขยาย ซึ่งผลคูณเชิงความถี่ถูกกำหนดโดยวงจรกิจรวงจรถ่ายเดี่ยวมาแล้ว แต่วงจรถ่ายทั่วไปมักมีวงจรกิจรหลายวงจรถ่าย เช่น มีอยู่ที่ทั้ง ขาเข้าและขาออก. วงจรกิจรแต่ละตัวจะมีผลต่ออัตราขยายหรือผลคูณเชิงความถี่ของวงจรถ่าย ในข้อนี้ เราจะกล่าวถึงกรณีที่วงจรถ่ายไม่มีผลกระทบกระเทือง (interaction) ซึ่งกันและกันก่อน แล้วจึงกล่าวถึงผลกระทบกระเทืองต่อไป

#### 11.3.1 วงจรขยายปรับคลื่นตรงกันและไม่มีผลกระทบกระเทือง

ข้อบกพร่องประการหนึ่งของวงจรถ่ายที่มีวงจรกิจรเดี่ยว หรือที่เรียกว่า *ปรับคลื่นเดี่ยว* (single-tuned) ก็คือว่าการลดของอัตราขยายนอกแถบความถี่ไม่รวดเร็วพอ ดังนั้นการกำจัดสัญญาณที่มีความถี่ใกล้เคียงอาจจะไม่ได้ผลเท่าที่ควร เพื่อแก้ไขปัญหานี้ เราอาจใส่วงจรกิจรไว้หลายๆ วงจรถ่าย เช่น ถ้ามีวงจรถ่ายหลายหน่วย ก็ใช้วงจรกิจรเป็นโหนดของแต่ละหน่วย หรือถ้ามีหน่วยเดียวก็ใส่วงจรกิจรไว้ทั้งขาเข้าและขาออก การวิเคราะห์และออกแบบวงจรถ่ายแบบนี้

จะทำให้ง่ายในการตีที่ไม่มีผลกระทบทั้งระหว่างวงจรวจระเข้ากับวงจรวจระออก เงื่อนไขเช่นนี้พอจะเป็นจริงในการที่เราใช้วงจระ cascode หรือวงจระประมวลผลบางวงจระ อย่างไรก็ตามที่เราไม่อาจตั้งสมมติฐานเช่นนี้ได้สำหรับ FET หรือทรานซิสเตอร์ (นอกเสียจากว่าวงจระจะทำงานที่ความถี่ต่ำๆ)

เราจะเริ่มต้นด้วยการศึกษากฎที่มีวงจระ RLC สองวงจระที่ด้านเข้าและด้านออกของวงจระขยายที่ไม่มีมีการป้อนกลับภายใน ดังแสดงในรูปที่ 11.25



รูปที่ 11.25 วงจระขยายที่มีวงจระกำรทางขาเข้าและขาออก

การคำนวณอัตราขยายของวงจระในรูปที่ 11.25 อาจทำให้เป็นสองตอนคือ คำนวณทางขาเข้าก่อน เพื่อการนี้เราจะเปลี่ยนแหล่งแรงดันเป็นแหล่งกระแส และรวมความต้านทาน R\_s กับ R เข้าด้วยกันเป็น R\_1 จากสมการ(11.5) และสมการ(11.8) เราคำนวณอัตราขยายได้เท่ากับ

$$A_{v_1}(s) = \frac{v}{v_s} = \frac{1}{R_s C_1} \times \frac{s}{s^2 + \frac{s}{R_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_1}} \tag{11.54}$$

$$= \frac{1}{R_s C_1} \times \frac{s}{s^2 + 2\alpha_1 s + \omega_{o1}^2} \tag{11.55}$$

โดยที่  $2\alpha_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$  และ  $\omega_{o1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$  (11.56)

ให้  $p_1$  และ  $p_2$  เป็นขั้วของอัตราขยาย  $A_{v_1}(s)$  ดังนั้น

$$A_{v_1}(s) = \frac{1}{R_s C_1} \times \frac{s}{(s-p_1)(s-p_2)} \tag{11.57}$$

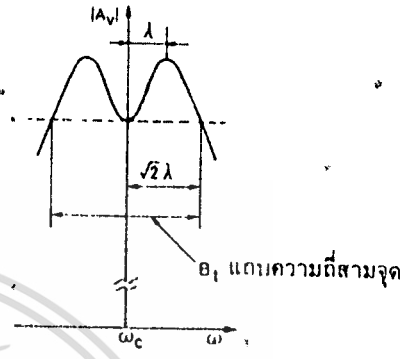
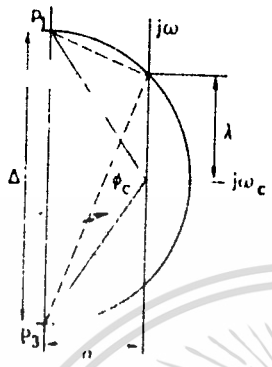
ในทำนองเดียวกันเราคำนวณอัตราขยายของวงจระทางขาออกได้ดังนี้

$$A_{v_2}(s) = \frac{v_o}{v} = -\frac{g_m}{C_2} \times \frac{s}{s^2 + 2\alpha_2 s + \omega_{o2}^2} \tag{11.58}$$

$$= -\frac{g_m}{C_2} \times \frac{s}{(s-p_3)(s-p_4)} \tag{11.59}$$

โดยที่  $2\alpha_2 = 1/R_2 C_2$ ,  $\omega_{o2} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$  และ  $p_3, p_4$  คือขั้วของอัตราขยาย

$$\frac{|A_v|_{max}}{\Lambda_c} = \frac{1}{\sin \phi_c} \tag{11.75}$$



- (ก) ระวังความถี่ขั้วในตำแหน่งที่ใกล้ขั้ว  $p_1$  และ  $p_2$  (ข) ผลตอบเชิงความถี่กรณีเชิงไกล

รูปที่ 11.28 วงจรมหาตัวกรองคลื่นเค้นเชิงไกล (over-staggered)

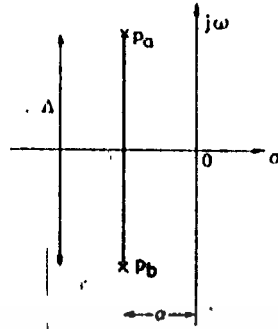
จากรูปที่ 11.28(ก) จะได้

$$\tan \frac{\phi_c}{2} = \frac{\Lambda}{2\alpha} \tag{11.76}$$

หมายเหตุ: เวลาที่เลือก  $\phi_c$  โดยให้สูตร  $\phi_c = \arctan \frac{\Lambda_c}{|A_v|_{max}}$  นั้นต้องเลือกค่า  $\phi_c$  ที่เป็นมุมที่น้อยที่สุด

สำหรับวงจรมหาตัวกรองที่เราได้ศึกษามาแล้ว เราได้ให้ความสำคัญของแถบความถี่ที่วัดระหว่างจุดความถี่ที่วางกัน ทั้งนี้เพราะว่าเรากำหนดขนาดของแถบความถี่ให้โดยง่าย และค่าของแถบความถี่ที่เลือกแล้วก็ขึ้นกับวงจรมหาตัวกรองที่เราได้ศึกษาไว้ แต่ในกรณีของวงจรมหาตัวกรองคลื่นเค้นเชิงไกล แถบความถี่ส่วนที่เหลือ มีสูตรที่ยุ่งยาก ดังนั้นในบางครั้งเรานิยมใช้ค่าของแถบความถี่สามจุด  $B_1$  (triple-point bandwidth) นั่นคือที่ช่วงความถี่ระหว่างจุดที่ให้อัตราขยายเท่ากับค่าที่ความถี่กลาง (ดูรูปที่ 11.28(ข)) เราจะกำหนดแถบความถี่ให้โดยอัตราขยายเท่ากับที่ความถี่กลางต่อไป

เพื่อความสะดวกในการคำนวณ เราจะเลื่อนขั้วไปตามแนวของแกนจินตภาพให้  $\omega_c$  เลื่อนมาอยู่ที่ 0 (ดูรูปที่ 11.29)  $p_1$  และ  $p_2$  จะเลื่อนมาเป็น  $p_a$  และ  $p_b$  ตามลำดับ การคำนวณจะยุ่งยากเพราะว่าในที่นี้ ความถี่ที่หาค่าการหามีผลรวมเป็น  $s = j\omega_c$  แทนที่จะเป็น  $s = j(\omega_c + \omega_c)$



รูปที่ 11.29 ประกอบการคำนวณแถบความถี่ตามจุด

อีกประการหนึ่ง  $p_a$  และ  $p_b$  ก็มีพจน์ที่ง่ายขึ้น เพราะเป็นเลขสังยุค :  $p_a = -\alpha + j(\Delta/2)$  และ  $p_b = -\alpha - j(\Delta/2)$  ปัญหาในที่นี้เปลี่ยนมาเป็นที่เราต้องการหาค่า  $s = j\omega_c$  เพื่อให้ขนาดของ  $1/((s-p_a)(s-p_b))$  ที่  $s = j\omega_c$  และ  $s = 0$  มีค่าเท่ากัน นั่นคือ

$$\left| \frac{1}{(j\omega_c - p_a)(j\omega_c - p_b)} \right| = \frac{1}{p_a p_b}$$

หรือ 
$$\frac{1}{|-\omega_c^2 + 2j\alpha\omega_c + p_a p_b|} = \frac{1}{p_a p_b}$$

ถ้ากลับเศษเป็นส่วนและยกกำลังสอง

$$(p_a p_b - \omega_c^2)^2 + 4\alpha^2 \omega_c^2 = (p_a p_b)^2$$

นั่นคือ 
$$\omega_c^2 - 2\omega_c^2 p_a p_b + 4\alpha^2 \omega_c^2 = 0$$

หรือ 
$$\omega_c^2 = 2(p_a p_b - 2\alpha^2)$$

ในเมื่อ  $p_a p_b = \alpha^2 + (\Delta^2/4)$  ดังนั้น  $\omega_c^2 = 2(\Delta^2/4 - \alpha^2)$

จากสมการ(11.73) จะเห็นได้ว่า

$$\omega_c = \sqrt{2} \lambda \tag{11.77}$$

แถบความถี่สามจุดมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} B_c &= 2\omega_c \\ &= 2\sqrt{2} \lambda \end{aligned} \tag{11.78}$$

แทนค่าลงในสมการ(11.73) จะได้

$$\left(11_1/2\alpha\right)^2 = 2\left(\frac{\Delta^2}{4\alpha^2} - 1\right) \tag{11.79}$$

สมการ(11.79) แสดงค่าเปรียบเทียบระหว่างแถบความถี่สามจุด  $B_c$  กับแถบความถี่ของวงจร RLC หนึ่งวงจร ซึ่งเท่ากับ  $2\alpha$  จะเห็นว่า  $B_c$  กว้างกว่า  $2\alpha$  ซึ่งผิดกับกรณีปรับคลื่นตรงกัน

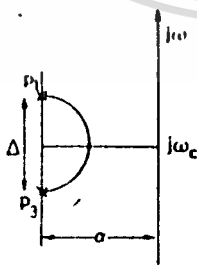
โดยอาศัยสมการต่างๆ ที่ให้ไว้ในที่นี้ เราอาจออกแบบวงจรขยายเคียงไกลได้โดยง่าย โดยทั่วไปแล้วใจห้จะกำหนดค่าของความถี่กลาง  $f_c$  แถบความถี่  $B_c$  และอัตราส่วน "ยอดถึงยอด" (peak-to-valley) จากค่าเหล่านี้จะกำหนดหาตำแหน่งของขั้วได้ดังนี้

- ก. คำนวณ  $\omega_c$  สมการ(11.75) ลง่าลิมว่า  $\omega_c$  เป็นมุมป้าน
- ข. คำนวณ  $\Delta/2\alpha$  สมการ(11.76)
- ค. คำนวณ  $\alpha$  สมการ(11.79)
- ง. คำนวณ  $\Delta$  สมการ(11.76)

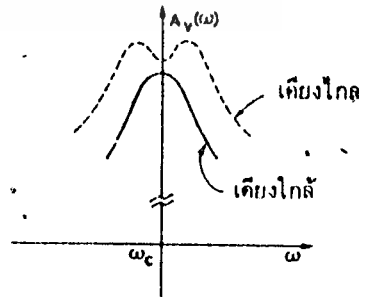
ส่วนจริงและส่วนจินตภาพของขั้ว  $p_1$  และ  $p_2$  ก็คือ  $\alpha$  และ  $j(\omega \pm \Delta/2)$  ซึ่งสัมพันธ์กับ

- ค่าขององค์ประกอบวงจรทั้งนี้ (ดูสมการ(11.12))  $\alpha = 1/2R_1C_1 = 1/2R_2C_2$  ;  $(\omega_c + \Delta/2)^2 = (1/L_1C_1) - (1/4R_1^2C_1^2)$  ;  $(\omega_c - \Delta/2)^2 = (1/L_2C_2) - (1/4R_2^2C_2^2)$  จะเห็นได้ว่าเมื่อรู้ตำแหน่งขงขั้วเหล่านี้แล้วค่าสองในสามค่าขององค์ประกอบวงจร RLC ค่าที่เหลืออาจถูกกำหนดโดยเหตุผลอื่น เช่น ความต้านทานถูกกำหนดเพื่อให้ได้กำลังสูงสุด

กรณีเคียงไกล  $\alpha > \Delta/2$



(ก) ส่วนของวงจรระนาบเชิงซ้อนแสดงขั้วของวงจรขยายปรับคลื่นเคียงไกล (under-staggered)



(ข) ผลตอบเชิงความถี่

ถ้า  $\alpha > \Delta/2$  อัตราขยายจะมีค่าสูงสุดที่ความถี่เดียวกับความถี่กลาง  $\omega = \omega_c$  อย่างไรก็ตามค่าสูงสุดนี้จะต่ำกว่า  $|A_v|_{max} = g_m R_2 / 2R_n C_1 \Delta$  อยู่บ้าง (ดูสมการ(11.71) และรูปที่ 11.30(ข))

โดยทั่วไปเรานิยมปรับวงจรขยายให้อยู่ในกรณีเคียงไกล(overstaggered) หรือเคียงราบ(flat-staggered) อย่างไรก็ตามก็เราสามารถพิสูจน์ได้ว่ากรณีที่ต้องการให้ผลตอบเชิงเฟสเป็นเชิงเส้นที่สุด จะต้องให้  $\phi_c = 60^\circ$  ซึ่งเป็นกรณีเคียงใกล้

กรณีเคียงราบ :  $\alpha = \Delta/2$

ในกรณีนี้  $\alpha = \Delta/2$  และ  $\phi_c = 90^\circ$  จากสมการ(11.71) อัตราขยายที่ความถี่กลางเท่ากับ

$$|A_v|_{max} = \frac{g_m R_2}{2R_n C_1 \Delta} = \frac{g_m \alpha R_1 R_2}{R_n \Delta} = \frac{R_1}{2R_n} g_m R_2 \quad (11.80)$$

เราพบว่าอัตราขยายนี้เท่ากับครึ่งหนึ่งของกรณีรับคลื่นตรงกัน(synchronously tuned) สำหรับแถบความถี่นั้นเราจะใช้แถบความถี่ครึ่งกำลังซึ่งมีค่าที่คำนวณได้โดยง่าย ถ้า  $s_1$  เป็นจุดที่ตรงกับความถี่ครึ่งกำลังมุม  $\phi$  ที่จุดนี้จะเคียงเท่ากับ  $45^\circ$  (เพราะว่า  $\sin 45^\circ = 1/\sqrt{2}$ ) โดยอาศัยรูปที่ 11.31(ก) เราพิสูจน์โดยเรขาคณิตได้ว่าสามเหลี่ยม  $s_1 p_1$  อยู่ในวงกลม ที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุด  $j\omega_c$  รัศมีของวงกลมนี้มีค่าเท่ากับ  $\sqrt{2}\alpha$  ดังนั้นแถบความถี่ครึ่งกำลังคือ

$$B_f = 2\sqrt{2}\alpha = \sqrt{2}B \quad (11.81)$$

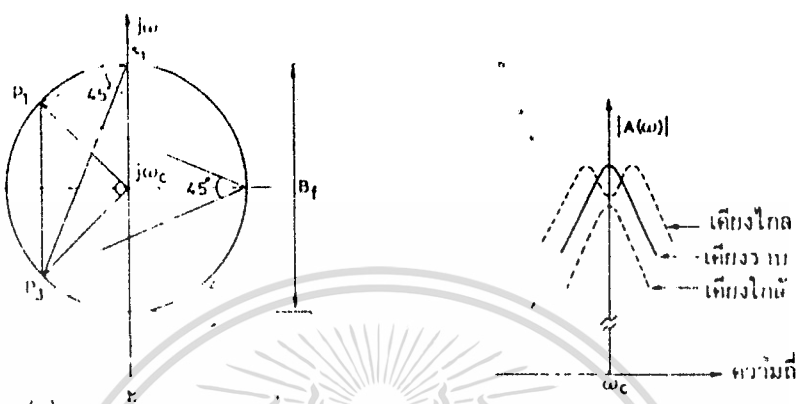
- ตอนที่  $B_f$  คือแถบความถี่ของวงจร RLC สองวงจรในกรณีรับคลื่นเคียงราบ
- ส่วน  $B$  คือแถบความถี่ของวงจร RLC วงจรเคียง

ในกรณีรับคลื่นตรงกันแถบความถี่จะมีค่าเท่ากับ 0.64 B ดูจากสมการ(11.64) จะเห็นว่ากรณีรับคลื่นเคียงราบ จะให้แถบความถี่เป็น 2.2 เท่าของกรณีรับคลื่นตรงกัน แต่ในเมื่ออัตราขยายที่ความถี่กลางมีค่าเพียงครึ่งหนึ่ง ผลคูณอัตราขยายแถบความถี่ในกรณีรับคลื่นเคียงราบจะเป็น 1.1 เท่าของกรณีรับคลื่นตรงกัน

การออกแบบวงจรขยายรับคลื่นเคียงราบทำได้ดังนี้

(ก) กำหนด  $\alpha$  จากค่าของแถบความถี่ที่กำหนดให้ (ดูสมการ(11.81))

(ข) ถ้าความถี่  $\omega = 2\omega_c$  เวลาได้ตำแหน่งของขั้วแล้วเส้นที่ลากที่เท่ากันกว่าจะค่าเฉลี่ยในสามค่าของ  $\omega$  ที่จะได้มาคือ  $\omega = \omega_c$  (ดูสมการ (11.12))



(ก) แสดงที่วางขั้วของวงจรมายูรีบริคที่ขึ้นแต่เพียงขั้ว (ข) ผลตอบเชิงความถี่

รูปที่ 11.31

**กรณีขั้วรวมคู่ : วงจร RLC กว้าง**

สำหรับวงจรมายูรีบริคที่วางขั้ว ถ้าเราต้องการให้ขนาดของอัตราขยายเปลี่ยนแปลงน้อยมากที่ความถี่ในช่วงความถี่  $\omega = 0$  ถึง  $\omega_{H1}$  เราให้ขั้วรวมคู่ให้ฟังก์ชันของอัตราขยายเป็นดังนี้

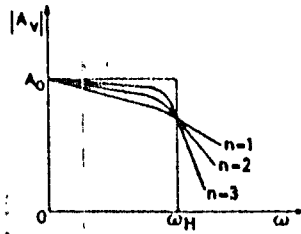
$$|A_v(\omega)| = \frac{A_o}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)^{2n}}} \quad (11.82)$$

ฟังก์ชันนี้เรียกว่า ฟังก์ชันรวมสุด(maximally flat) หรือฟังก์ชันของมิตเตอร์ เวอร์ท ฟังก์ชันนี้จะเปลี่ยนแปลงน้อยมากระหว่าง  $0$  ถึง  $\omega_{H1}$  เพราะว่า  $n$  อนุพันธ์ (derivatives) แรกของฟังก์ชันมีค่าเป็นศูนย์ที่  $\omega = 0$  ถึง  $n$  มีค่าสูง ความราบของฟังก์ชันนี้จะเพิ่มมากขึ้นด้วย อีกประการหนึ่ง  $\omega_{H1}$  คือความถี่ที่ทำให้อัตราขยายลดลง 3dB (ไม่ว่า  $n$  จะมีค่าใดๆ) ดังนั้นถึง  $n$  มีค่าสูง การเปลี่ยนแปลงของอัตราขยายรอบ ๆ ความถี่  $\omega_{H1}$  จะเป็นมุมเหลี่ยมมากขึ้นทุกที (ดูรูปที่ 11.32)

ถ้าเราเขียนที่เก็บเลขเชิงซ้อนที่มีขนาดคงในสมการ(11.82) อาจเขียนได้ดังนี้

$$A_v(\omega) = A_o \frac{1}{1 \pm j\left(\frac{\omega}{\omega_{H1}}\right)^n} \quad (11.83)$$

ที่  $\omega = \omega_{H1}$  ของอัตราขยายนั้นจะเป็นไปตามสมการ



รูปที่ 11.32 แสดงกราฟของฟังก์ชันราบสุด

$$1 \pm j \left( \frac{\omega_p}{\omega_{H1}} \right)^n = 0 \quad (11.84)$$

หรือ

$$\left( \frac{\omega_p}{\omega_H} \right)^n = \pm j = 1 \left[ \pm \frac{\pi}{2} + 2\pi m \right] \quad (11.85)$$

ดังนั้น

$$\omega_p = \omega_{H1} \left[ \pm \frac{\pi}{2n} + \frac{2\pi m}{n} \right] \quad (11.86)$$

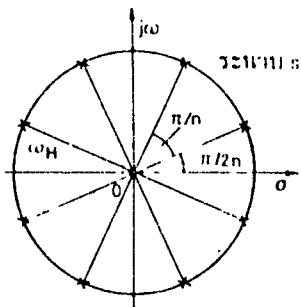
จะเห็นได้ว่าช่วงเวลาที่มีได้  $2\pi n$  ค่า ( $n$  ค่าตรงกับเครื่องหน่วง และ  $n$  ค่าตรงกับเครื่องหน. ในสมการ (11.84)) และอยู่บนวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางที่ 0 และมีรัศมี  $\omega_H$  (ดูรูปที่ 11.33(n)) อย่างไรก็ดีช่วงจริง ๆ จะมีเพียง  $n$  ค่าเท่านั้น (อัตราขยายมีอันดับ  $n$ ) ดังนั้นในบรรดา  $2n$  ค่า นั้นเราจะเลือกค่าที่มีส่วนจริงเป็นเลขลบเท่านั้นซึ่งตรงกับกรณีวงจรมีเสถียรภาพ (ดูรูปที่ 11.33(ข))

สำหรับวงจรมีเสถียรภาพเลือกความถี่นั้น เราต้องการให้ขนาดของอัตราขยายเปลี่ยนแปลงน้อยในแถบความถี่รอบ ๆ ความถี่กลาง  $\omega_c$  ขนาดของอัตราขยายจึงควรเป็นฟังก์ชันที่ตัดแปลงจากสมการ (11.82) ดังนี้

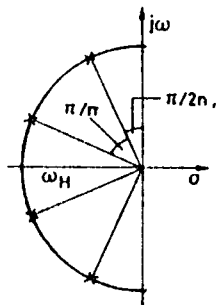
$$A_v(\omega) = A_0 \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega - \omega_c}{\omega_H} \right)^{2n}}} \quad (11.87)$$

ฟังก์ชันนี้มี  $n$  อนุพันธ์ (derivatives) แรกเท่ากับศูนย์ที่  $\omega = \omega_c$  และมีความถี่ 3dB เท่ากับ  $\omega_c \pm \omega_H$  หรืออีกนัยหนึ่งแถบความถี่ของวงจรมีอัตราขยายคงในสมการ (11.87) จะมีค่าเท่ากับ  $2\omega_H$  ไม่ว่า  $n$  จะมีค่าเท่าไร

สำหรับวงจรมีเสถียรภาพที่อัตราขยายราบสุด ซึ่งจะอยู่บนครึ่งวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางที่จุดเริ่ม (origin) (ดูรูปที่ 11.33(ข)) ในทำนองคล้ายคลึงกันวงจรมีเสถียรภาพเลือกความถี่ที่มีอัตรา



(ก) แสดง  $\omega_p$  ของสมการ (11.86)

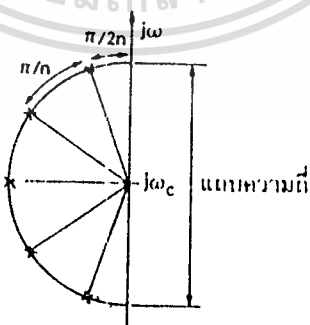


(ข) ขั้วของวงจรที่ให้อัตราขยายราบสุด

รูปที่ 11.33

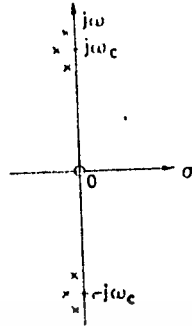
ขั้วของวงจรมหาภาคที่มีขั้วอยู่บนครึ่งวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางที่จุด  $s = j\omega_c$  ทั้งแสดงในรูปที่ 11.34(ก) ในกรณีที่มี  $n$  ขั้วระยะห่างระหว่างขั้วจะวัดเป็นมุมให้เท่ากับ  $\pi/n$

ในการออกแบบวงจรที่มีขั้วอยู่บนครึ่งวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางที่จุด  $s = j\omega_c$  เราอาจปรับวงจรให้อยู่ในกรณีราบสุดได้ โดยเลือกตำแหน่งของขั้วให้เป็นดังในรูปที่ 11.34(ก) ถ้าวงจรขยายประกอบด้วยวงจร RLC สามวงจร แผนภาพของขั้วและศูนย์จะเป็นดังในรูปที่ 11.34(ข) ส่วนรูปที่ 11.34(ค) นั้นแสดงผลต่อแอมพลิจูดของวงจรมหาภาคที่มีวงจร RLC หนึ่ง สาม และห้า วงจร จะเห็นได้ว่า เมื่อเพิ่มจำนวนวงจรมากขึ้น อัตราขยายจะถึงของตัวรวมมากขึ้นในแถบความถี่ และจะเปลี่ยนแปลงอย่างเร็วถึงขั้นที่ปลายแถบความถี่ หรืออีกนัยหนึ่งกราฟของอัตราขยายจะมีลักษณะใกล้เคียงกับขั้วของวงจรมหาภาคมากขึ้นเอง

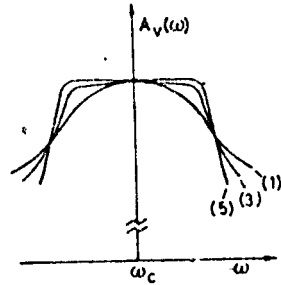


(ค) ตำแหน่งของขั้วในกรณีราบสุดของวงจรมหาภาคเลือกความถี่หลายทศวรรษที่ต่างกัน  $n$  คือจำนวนขั้วของวงจรค่าจริง

รูปที่ 11.34



(ข) แผนภาพของศูนย์และขั้ว  
ในกรณี  $n = 3$



(ค) ผลตอบเชิงความถี่ ในกรณี  $n = 1, 3$  และ  $5$

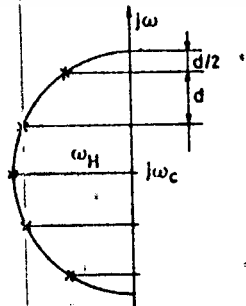
รูปที่ 11.34 (ต่อ)

ในกรณีที่เราสนใจผลตอบชั่วคราวของวงจร การปรับให้วงจรมีลักษณะเชิงเฟสเป็นเชิงเส้น จะสำคัญกว่าการปรับให้ขนาดของอัตราขยายมีค่าคงตัว และเราพลจะกำหนดตำแหน่งของขั้วที่ให้ลักษณะเชิงเฟสเป็นเชิงเส้นที่สุดได้ แต่การกำหนดนั้นยุ่งยากมากและมีผลผลิตที่ไม่อาจแสดงได้โดยง่าย อย่างไรก็ตามที่เราจะได้ลักษณะเชิงเฟสที่เป็นเชิงเส้นพลใช้ ถ้าหากเราเลือกตำแหน่งของขั้วให้อยู่บนครึ่งวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุด  $s = j\omega_c$  โดยให้ระยะห่างในแนวตั้งระหว่างขั้วมีค่าเท่ากัน (ดูรูปที่ 11.35) ถ้าจำนวนขั้วเท่ากับ  $n$  ระยะห่างในแนวตั้งนี้จะเท่ากับ

$$d = \frac{2\omega_H}{n} \tag{11.88}$$

โดยที่  $\omega_H$  คือรัศมีของวงกลม

ช่วงความถี่ที่ให้ลักษณะเชิงเฟสเป็นเชิงเส้นตรงกับเส้นผ่านศูนย์กลางของวงกลม นั่นคือระหว่าง  $\omega_c - \omega_H$  ถึง  $\omega_c + \omega_H$

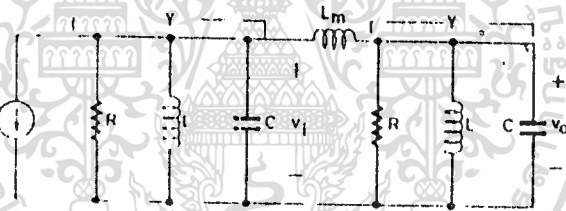


รูปที่ 11.35 ตำแหน่งโพลคู่ของขั้วที่ให้ลักษณะเชิงเฟสเป็นเชิงเส้น

## 11.3.3 วงจรปรับคลื่นคู่

วงจรปรับคลื่นคู่ (double-tuned circuit) หมายถึงวงจร RLC สองวงจรที่มีผลกระทบระหว่างกันและกัน หรือที่เชื่อมโยงถึงกัน วงจรที่ใช้เชื่อมโยงมักเป็นรีแอคแตนซ์ (C หรือ L) หรือเป็นความเหนี่ยวนำร่วม (mutual inductance) (หม้อแปลง) ก็ได้ เพื่อจำกัดขอบเขตลงไปยังเราจะศึกษาวงจรปรับคลื่นคู่เฉพาะในกรณีที่สองวงจรทั้งสองเหมือนกันทุกประการ (หรือมีทั้งความถี่กักรและแถบความถี่เท่ากัน ในกรณีนี้ลิวทีแชนซ์จะเท่ากัน) นั่นคือถ้าไม่มีผลกระทบระหว่างกันจะเป็นกรณีปรับคลื่นเดี่ยว แต่ในทันทีที่การเชื่อมโยงวงจรเข้าด้วยกันจะมีผลทำให้ขั้วของอัตรายมายเลื่อนห่างจากกัน ผลกระทบเชิงความถี่ของวงจรจะคล้ายกับในกรณีปรับคลื่นเดี่ยวกัน เพื่อไม่ให้ขั้วของอัตรายมายเลื่อนห่างจากกันมากเกินไป อัตราการเชื่อมโยงควรมีค่าต่ำ (รีแอคแตนซ์ของวงจรเชื่อมโยงมีค่าสูง หรือสัมประสิทธิ์ของการเชื่อมโยง  $k$  ของหม้อแปลงมีค่าต่ำ)

## เชื่อมโยมนำหน่วงความถี่



รูปที่ 11.36 วงจรปรับคลื่นคู่เชื่อมโยมนำหน่วงความถี่

เราต้องการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 11.36 ซึ่งประกอบด้วยวงจร RLC ขนาน เหมือนกันสองวงจร เชื่อมโยงถึงกันผ่านความเหนี่ยวนำ  $L_m$  ให้  $Y$  เป็นแอดมิตแตนซ์ของวงจร RLC ขนาน

$$Y = \frac{1}{R} + sC + \frac{1}{Ls}$$

รีแอคแตนซ์ที่ใช้เชื่อมโยงมีค่าเท่ากัน

$$Y_m = \frac{1}{L_m s} \quad (11.89)$$

เราเขียนสมการของโหนดของวงจรได้ดังนี้

$$\begin{aligned} -i &= (Y + Y_m)v_i - Y_m v_o \\ 0 &= -Y_m v_i + (Y + Y_m)v_o \end{aligned} \quad (11.90)$$

เดนมหา  $v_o$  ให้

$$v_o = \frac{-Y_m i}{(Y + Y_m)^2 - Y_m^2} = \frac{-Y_m i}{Y(Y + 2Y_m)} \quad (11.91)$$

แทนค่าของ  $Y$  และ  $Y_m$  จะให้

$$v_o = \frac{\frac{-i}{L_m s}}{\left(\frac{1}{R} + Cs + \frac{1}{Ls}\right) \left(\frac{1}{R} + Cs + \frac{1}{Ls} + \frac{2}{L_m s}\right)}$$

หรือ 
$$\frac{v_o}{i} = \frac{-s}{L_m C^2 \left[s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}\right] \left[s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{L} + \frac{2}{L_m}\right)\right]} \quad (11.92)$$

จะเห็นได้ว่ากรณีนี้เหมือนกับว่ามีวงจร RLC ขนาน สองวงจรที่ไม่มีผลกระทบกระเทียดกัน โดยที่ค่าขององค์ประกอบวงจรหนึ่งเท่ากับ R, L และ C ส่วนของอีกวงจรหนึ่งเท่ากับ R, C และ  $L/L_m/2$

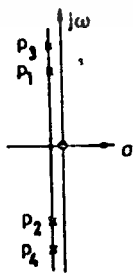
และ ให้  $\alpha = 1/2RC, \omega_0^2 = 1/LC, \beta^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$  และ  $\omega_0^2 = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{L} + \frac{2}{L_m}\right); \beta^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$  (11.93)

ดังนั้นทั้งนี้ของสมการ (11.92) คือ

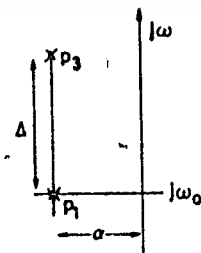
$$\begin{aligned} p_1 &= -\alpha + j\beta & \text{และ} & \quad p_2 = -\alpha - j\beta \\ p_3 &= -\alpha + j\beta & \text{และ} & \quad p_4 = -\alpha - j\beta \end{aligned} \quad (11.94)$$

แผนภาพของศูนย์และขั้วจะเป็นดังในรูปที่ 11.37 ซึ่งก็คล้ายกับกรณีวงจรปรับคลื่นเดียวกัน

(ดูรูปที่ 11.27(ก))



(ก) แผนภาพของขั้วและศูนย์ของวงจรปรับคลื่น



(ข) ระนาบเชิงซ้อนในส่วนที่ใกล้  $p_1$  และ  $p_3$

รูปที่ 11.37

จะเห็นได้ว่าถ้า  $L_m$  มีค่าสูง ซ้ำ  $p_1$  และ  $p_2$  จะอยู่ใกล้กันมาก เมื่อ  $L_m$  มีค่าสูง ซ้ำ  $p_1$  และ  $p_2$  จะอยู่ใกล้กัน แต่ซ้ำ  $p_1$  จะเลื่อนขึ้นไปตามแนวแกนที่แกนจินตภาพ ให้  $\Delta$  เป็นระยะห่างระหว่าง  $p_1$  และ  $p_2$  จากข้อ 11.3.2 เราทราบว่าถ้า  $\Delta < 2\alpha$  จะเป็นการมีเพียงโพลส์ กัตเตอร์จะมีความถี่สูงสุดเพียงค่าเดียว ถ้า  $\Delta = 2\alpha$  จะเป็นการมีเพียงรวมและถ้า  $\Delta > 2\alpha$  จะเป็นการมีเพียงโพลส์ กัตเตอร์จะมีความถี่สองค่าด้วยกัน เราจะกำหนดค่าของ  $\Delta$  ต่อไป

ในกรณีที่  $Q$  ของวงจรมีค่าสูง จะให้  $\alpha \ll \omega_0$  และ  $\omega_0 \approx \beta$  ดังนั้น

$$\begin{aligned}\Delta &= \beta' - \beta \approx \omega_0' - \omega_0 \\ &\approx \omega_0 \left( \frac{\omega_0'}{\omega_0} - 1 \right)\end{aligned}$$

จากสมการ(11.93) จะให้

$$\Delta = \omega_0 \left[ \sqrt{1 + \frac{2L}{L_m}} - 1 \right] \quad (11.95)$$

โพลส์โพล์คู่สามารถเชื่อมโยงจะมีค่าเท่าเพื่อ  $p_2$  จะให้ไม่ห่างจาก  $p_1$  จนเกินไป นั่นคือ  $L_m \gg L$  ดังนั้น  $\sqrt{1 + 2L/L_m} \approx 1 + L/L_m$  สมการ(11.95) จะเปลี่ยนมาเป็น

$$\Delta \approx \omega_0 \times \frac{L}{L_m} \quad (11.96)$$

เรากำหนดอัตราส่วน  $\Delta/2\alpha$  ให้ดังนี้

$$\frac{\Delta}{2\alpha} \approx RC\omega_0 \frac{L}{L_m} \quad (11.97)$$

แต่  $RC\omega_0$  ก็คือ  $Q$  ของวงจร RLC ขนาด  $L$  ดังนั้น

$$\frac{\Delta}{2\alpha} \approx Q \frac{L}{L_m} \quad (11.98)$$

ในกรณีเพียงรวม

$$\frac{\Delta}{2\alpha} = 1$$

และ

$$L_m = LQ$$

ในกรณีเพียงโพลส์ และ  $L_m > LQ$  ส่วนกรณีเพียงโพลส์จะได้  $L_m < LQ$  จะเห็นได้ว่าเงื่อนไข  $L_m \gg L$  นั้นถูกต้องจริง

ตัวอย่างที่ 11.7 วงจรการปรับคลื่นคู่ (double-tuned) เชื่อมโยงผ่านความเหนี่ยวนำ  
 ในรูปที่ 11.36 มีทิว เมกเซอร์ที่มี  $g_m = 5 \text{ ms}$ ,  $r_o = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $Q_L$  ของตัวเหนี่ยวนำ  $L$   
 เท่ากับ 100 จงออกแบบวงจรเพื่อให้อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 30 และให้วงจรทำงานใน  
 กรณีเคึ่งไกล ที่ความถี่ 455 kHz โดยมีอัตราส่วน "มอดถึงข้อม" เท่ากับ 1.2 และแถบ  
 ความถี่ส่วนจุดเท่ากับ 20 kHz (หมายเหตุ :  $i$  ในรูปที่ 11.36 มีค่าเท่ากับ  $g_m v_D$ )

วิธีทำ จำนวน  $\Delta/2\alpha$  (สมการ(11.75) และสมการ(11.76)) ให้  $\Delta/2\alpha = 1.85$

จำนวน  $\alpha$  (สมการ(11.79)) ให้  $\alpha = 4.55 \text{ kHz}$

จำนวน  $\Delta$  (สมการ(11.76)) ให้  $\Delta = 16.8 \text{ kHz}$

อัตราขยายสูงสุด  $|A_v|_{\max} = \frac{g_m}{4L_m C^2 \omega_o \Delta \alpha} = \frac{g_m}{4C\alpha} = 30$  ทั้งนี้

จำนวน  $C$  ให้  $C = 1.46 \text{ nF}$

จำนวน  $L = 1/C\omega_o^2$  ให้  $L = 83 \text{ }\mu\text{H}$

จำนวน  $Q = \omega_o/2\alpha$  ให้  $Q = 50$

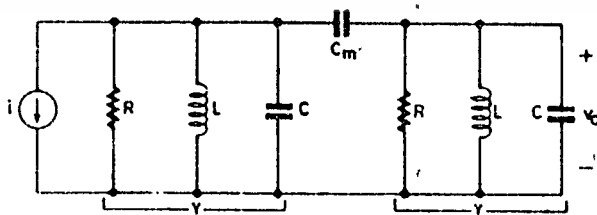
จำนวน  $L_m$  สมการ(11.98) ให้  $L_m = 2200 \text{ }\mu\text{H}$

จำนวน  $R = Q\omega_o L$  ให้  $R = 12 \text{ k}\Omega$

จำนวน  $R_p$  ของ  $L$  ให้  $R_p = 24 \text{ k}\Omega$

$R$  ที่  $R_p // r_o // R'$  จำนวน  $R'$  ให้  $R' = 32 \text{ k}\Omega$

เชื่อมโยงผ่านตัวเก็บประจุ



รูปที่ 11.36 วงจรปรับคลื่นคู่เชื่อมโยงผ่านตัวเก็บประจุ

วงจรมหัพภาคความถี่ที่เชื่อมโยงผ่านความเหนี่ยวนำเป็นวงจรที่วิเคราะห์ได้ง่ายกว่าเพื่อน แต่ไม่เป็นที่ยอมรับใช้กันเพราะต้องการความเหนี่ยวนำ  $L_m$  ที่มีค่าสูง ถ้าใช้ตัวเก็บประจุ  $C_m$  แทน  $L_m$  ก็จะได้  $C_m$  ที่มีค่าเล็กซึ่งราคาถูกกว่า อีกทั้งยังทำหน้าที่กันไฟตรงได้อีกด้วย วงจรที่ได้จะเป็นดังในรูปที่ 11.38 ซึ่งก็คล้ายกับวงจรในรูปที่ 11.36 เพียงแต่ในที่นี่รีแอคแตนซ์ที่ใช้เชื่อมโยงมีค่าเท่ากัน

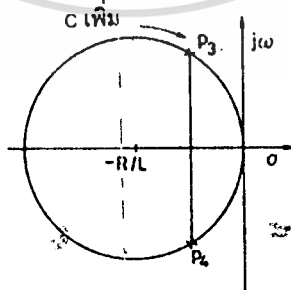
$$Y_m = C_m s \tag{11.99}$$

เราคำนวณแรงดัน  $v_o$  ได้จากสมการ(11.91) โดยแทน  $Y_m = C_m s$  ลงในสมการ

$$v_o = \frac{-iC_m s}{\left(\frac{1}{R} + Cs + \frac{1}{Ls}\right) \left(\frac{1}{R} + (C + 2C_m)s + \frac{1}{Ls}\right)} \tag{11.100}$$

หรือ  $\frac{v_o}{i} = \frac{-C_m s^2}{C(C + 2C_m) \left[s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}\right] \left[s^2 + \frac{s}{R(C + 2C_m)} + \frac{1}{L(C + 2C_m)}\right]}$  (11.101)

จะเห็นได้ว่าแนวคิดที่เหนือไปกว่ามิงวงจร RLC ฐานสองวงจรที่ไม่มีผลกระทบบทกระทำกันโดยที่ค่าขององค์ประกอบวงจรทั้งเท่ากัน R, L และ C ส่วนของอีกวงจรหนึ่งเท่ากัน R, L และ  $C + 2C_m$  ถ้า  $C_m$  เปลี่ยนค่าไป ขั้ว  $p_1$  และ  $p_2$  ของสมการ (11.101) ที่เนื่องมาจากเทอม  $s^2 + s/RC + 1/LC$  จะอยู่ที่เดิม แต่ขั้ว  $p_3$  และ  $p_4$  ที่เนื่องมาจากเทอม  $s^2 + [s/R(C + 2C_m)] + [1/L(C + 2C_m)]$  จะเปลี่ยนค่าไป เวลาจุดสูงสุดที่ได้ว่าในแก๊ตของขั้วของวงจร RLC ฐานเมื่อ C เปลี่ยนแปลงไป จะเป็นวงกลมทั้งแสดงในรูปที่ 11.39 (ดูรูปที่ 11.7(ง))



รูปที่ 11.39 โดแก๊ตของขั้วของวงจร RC ฐานเมื่อ C เปลี่ยน

รัศมีของวงกลมของโวลต์จมีค่าเท่ากับ  $R/L = \omega_0 Q$  ซึ่งใหญ่กว่า  $\omega_0$  มาก ในกรณีที่  $Q$  ของวงจรมีค่าสูง ซึ่งจะอยู่ที่ค่าที่เกินเกณฑ์มาก เมื่อเพิ่มค่าของ  $C$  จะเลื่อนไปทางซ้ายตามส่วนโค้งของวงกลม แต่เนื่องจาก รัศมีของวงกลมมีค่าสูงกว่าส่วนโค้งของวงกลมนี้มาก เราอาจสมมติว่าขั้วเลื่อนไปตามเส้นตรงขนานกับแกนจินตภาพ เมื่อเป็นเช่นนี้ขั้ว  $p_1$  กับ  $p_3$  ก็จะอยู่ตามแนวขนานกับแกนจินตภาพ ( $p_1$  อยู่บน) ซึ่งก็ตรงกับกรณีการปรับคลื่นเดียวกันที่ได้ศึกษามาแล้ว สิ่งที่เราจะหาคำนวณในที่นี้คือระยะห่างระหว่างขั้ว  $p_1$  กับ  $p_3$  หรือ  $\Delta$

เราให้สมมติว่าส่วนจริงของขั้ว  $p_1$  และ  $p_3$  มีค่าเท่ากัน (เส้นตรง  $p_1 p_3$  ขนานกับแกนจินตภาพ) นั่นหมายความว่าสัมประสิทธิ์ของ  $s$  ในสมการ (11.101) มีค่าเท่ากัน หรืออีกนัยหนึ่ง  $2C_m \ll C$  ส่วนจินตภาพของ  $p_1$  และ  $p_3$  มีค่าประมาณ  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  และ  $\omega'_0 = 1/\sqrt{L(C+2C_m)}$  ตามลำดับ ทั้งนี้

$$\begin{aligned} \Delta &= \omega_0 - \omega'_0 \\ &= \omega_0 \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2C_m}{C}}} \right] \end{aligned}$$

ถ้า  $C_m \ll C$  จะให้  $\Delta \approx \omega_0 [1 - 1/(1 + C_m/C)]$

หรือ  $\Delta \approx \omega_0 \frac{C_m}{C}$  (11.102)

เรากำหนดอัตราส่วน  $\Delta/2\alpha$  ไว้ดังนี้

$$\frac{\Delta}{2\alpha} = \omega_0 RC_m = Q \frac{C_m}{C} \quad (11.103)$$

ในกรณีนี้ทั้งรวม  $\Delta = 2\alpha$  และ  $C_m = C/Q$  จะเห็นได้ว่าเงื่อนไข  $C_m \ll C$  นั้นถูกต้องจริง

**เชื่อมโยงผ่านหม้อแปลง**

วงจรปรับคลื่นคู่ เชื่อมโยงผ่านหม้อแปลงเป็นวงจรที่ได้รับความนิยมมากพอสมควร เพราะในทางปฏิบัติ เราสามารถปรับสัมประสิทธิ์ของการเชื่อมโยง  $k$  ได้ไม่มากนักโดยการปรับตำแหน่ง



$$\begin{aligned} \frac{-1}{jC\omega} &= Z_{i1} - jM\omega i_0 \\ 0 &= -jM\omega i_1 + \alpha Z_{i1} \end{aligned} \quad (11.105)$$

โดยที่  $Z$  คืออิมพีแดนซ์ของวงจร RLC อนุกรม

$$Z = R_S + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} \quad (11.106)$$

เมลลหา  $v_o$  ได้

$$v_o = \frac{\alpha i_1}{jC\omega} = \frac{-\alpha i_1 M}{jC^2\omega(\alpha Z^2 + M^2\omega^2)} \quad (11.107)$$

เราจะคำนวณหาขั้วของสมการ(11.107); ซึ่งก็คือรากของ  $\alpha Z^2 + M^2\omega^2$  ก่อนอื่นเราจะหา นิพจน์ใกล้เคียงสำหรับ  $Z$  จากสมการ(11.106) จะให้

$$\begin{aligned} Z &= R_S \left[ 1 + \frac{jL\omega_0}{R_S} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \\ &= R_S \left[ 1 + jQ \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} \right] \end{aligned}$$

แต่  $\omega^2 - \omega_0^2 = (\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0) \approx 2\omega\Delta\omega$  โดยที่  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$

ดังนั้น

$$Z \approx R_S \left[ 1 + j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right] \quad (11.108)$$

นิพจน์ใกล้เคียงของ  $Z$  นี้คล้ายกับในสมการ(11.18) ซึ่งเราได้สมมติว่าศูนย์กับขั้ว  $p_2$  หักล้างกันไป การคำนวณแถบใกล้เคียงนี้ใช้ได้เฉพาะในกรณี  $Q$  มีค่าสูง และสำหรับ  $\omega$  ที่อยู่ในช่วงแถบความถี่ของวงจรเท่านั้น ตัวแปรในที่นี้ก็คือ  $\Delta\omega$  และเราจะแทน  $j\Delta\omega$  ด้วย  $s'$  อีกประการหนึ่งในเมื่อเราสมมติ  $\omega = \omega_0$  เราจะแทน  $M^2\omega^2$  ด้วย  $M^2\omega_0^2$  ดังนั้น

$$\alpha Z^2 + M^2\omega^2 \approx \alpha R_S^2 \left[ \left( 1 + \frac{2s'Q}{\omega_0} \right)^2 + \frac{M^2\omega_0^2}{\alpha R_S^2} \right]$$

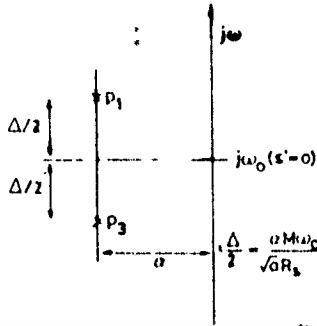
แทนค่า  $2Q/\omega_0$  ด้วย  $1/\alpha$  (ดูสมการ(11.16)) จะให้

$$\alpha Z^2 + M^2\omega^2 \approx \frac{\alpha R_S^2}{\alpha^2} \left[ s'^2 + 2\alpha s' + \alpha^2 \left( 1 + \frac{M^2\omega_0^2}{\alpha R_S^2} \right) \right] \quad (11.109)$$

ขั้วของสมการ(11.107) หรือรากของสมการ(11.109) จะมีส่วนจริงคงตัวเท่ากับ  $\alpha$  ไม่ขึ้นอยู่กับ  $M$  ในกรณี  $Q$  ของวงจรมีค่าสูง ส่วนจินตภาพของขั้วมีค่าเท่ากับ

$$\pm \frac{\Delta}{2} = \pm \sqrt{\alpha^2 \left[ 1 + \left( \frac{M^2\omega_0^2}{\alpha R_S^2} \right) \right] - \alpha^2} = \pm \frac{\alpha M\omega_0}{\sqrt{\alpha} R_S}$$

(ได้จากจุด  $s' = 0$  หรือจุด  $j\omega_0$  รูปที่ 11.41)



รูปที่ 11.41 ส่วนของระนาบเชิงซ้อนแสดงขั้วของวงจรปรับคลื่นคู่เชื่อมโยงถึงกันผ่านหม้อแปลง

ระยะห่างระหว่างขั้วเท่ากัน

$$\Delta = \frac{2\alpha M \omega_0}{\sqrt{\alpha} R_S} \quad (11.110)$$

มีทวิ ส่วน  $\Delta/2\alpha$  มีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta}{2\alpha} = \frac{M \omega_0}{\sqrt{\alpha} R_S} \quad (11.111)$$

แต่  $M = k\sqrt{L_1 L_2} = k\sqrt{L}$  ทั้งนี้

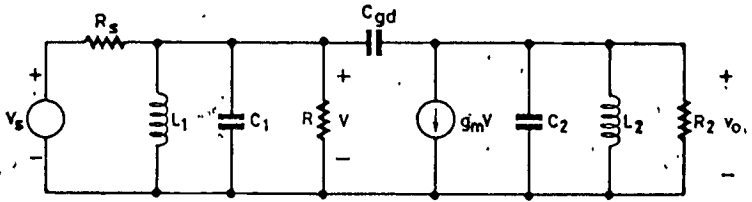
$$k = \frac{M \omega_0}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{\Delta R_S}{2\alpha L \omega_0} = \frac{\Delta}{2\alpha} \quad (11.112)$$

จะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์ของการเชื่อมโยง  $k$  มีค่าเล็กมาก ในกรณีนี้เกิดรวม  $\Delta/2\alpha \approx 1$  และ  $k \approx 1/Q$

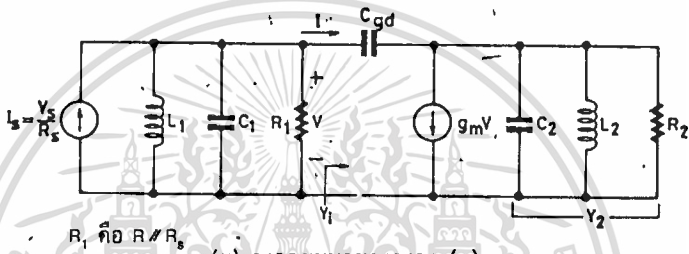
### 11.3.4 วงจรขยาย FET ปรับคลื่นคู่

รูปที่ 11.42(ก) แสดงวงจรสมมูลของวงจรขยาย FET ที่มีวงจร RLC ทั้งทางเข้าและทางออก (ปรับคลื่นคู่) ตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับเทรน  $C_{gd}$  ทำให้เกิดผลกระทบกระเทือนระหว่างวงจร RLC ทั้งสอง เราจะศึกษาว่าผลกระทบกระเทือนนี้ทำให้แอดมิตแทนซ์ทางเข้าออกส่งผลมาปรากฏทางเข้าอย่างไร ผลกระทบกระเทือนนี้สามารถทำให้เกิดการแกว่งได้อย่างไร และทำอย่างไรจึงจะให้วงจรมีเสถียรภาพ ในแง่ของกรวิเคราะหและออกแบบนั้น เราจะไม่ศึกษาในกรณีนี้ ท้ายๆ ไป หากจะคำนวณเงื่อนไขที่ทำให้ผลกระทบกระเทือนมีน้อย เมื่อเงื่อนไขเป็นจริงเราก็จะทำ

การคำนวณโดยใกล้เคียงคือ ละเลยผลกระทบกระทั้งหรือ  $C_{gd}$  เสีย ก็จะทำให้เป็นกรณีไม่มีผลกระทบกระทั้งซึ่งได้ศึกษาไว้แล้วในข้อ 11.3.1 และข้อ 11.3.2



(ก) วงจรสมมูลของวงจรขยาย FET ปรับคลื่นคู่



(ข) วงจรสมมูลของวงจร (ก)

รูปที่ 11.42

แอดมิตแตนซ์ขาเข้า

ให้  $Y_i = I/V$  เป็นแอดมิตแตนซ์มองเข้าที่เกต (ดูรูปที่ 11.42(ข))

กระแส  $I$  ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_{gd}$  มีค่าเท่ากับ

$$I = jC_{gd}\omega(V - V_o)$$

กระแสนี้มีค่าจะเล็กกว่า  $g_m V$  มาก ในการคำนวณโดยใกล้เคียง เราจะละเลย  $I$  เมื่อเทียบกับ  $g_m V$  ดังนั้น  $V_o$  มีค่าประมาณ  $-g_m V / Y_2$  (ดูรูปที่ 11.42(ข))

นั่นคือ

$$I = (jC_{gd}\omega + jC_{gd}\omega \frac{g_m}{Y_2}) V$$

และ

$$Y_i = \frac{I}{V}$$

$$= jC_{gd}\omega + jC_{gd}\omega \frac{g_m}{Y_2}$$

ให้

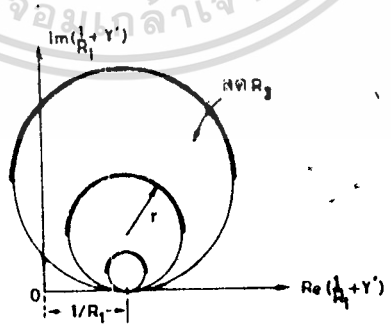
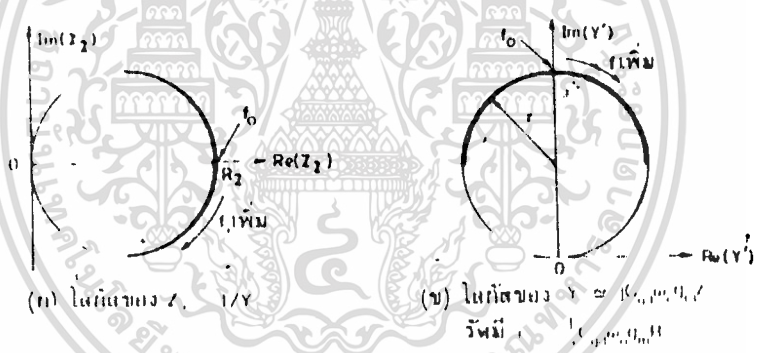
$$Y_o = jC_{gd}\omega \frac{g_m}{Y_2} \quad (11.113)$$

ถามค่า  $\omega$  ให้  $Y'$  เป็นผลที่นอกพหุคูณหารให้  $Y_2$  (สังเกตปรากฏทางด้านขวา เราจะศึกษาหาโลโก้ของ  $Y'$  ต่อไป)

โลโก้ของ  $Y$ , เป็นเส้นตรง ส่วนโลโก้ของ  $Z$ ,  $1/Y$ , เป็นวงกลม (ดูรูปที่ 11.4) ทั้งแสดงในรูปที่ 11.43(ก) การคูณด้วย  $j$  มีผลเป็นการหมุน (rotation) เป็นมุม  $90^\circ$  เราจะสนใจโลโก้ของ  $Y'$  ในกรณีที่โลโก้ของ  $Y$  เป็นเส้นตรงที่มีค่าคงที่  $\omega$  ในสมการ (11.113) ด้วย  $\omega$ , ที่นั่นโลโก้ของ  $Y'$  จะเป็นวงกลม ทั้งแสดงในรูปที่ 11.43(ข) สังเกตให้ว่าโลโก้ของ  $Y'$  ใช้ได้เฉพาะส่วนที่เชื่อมต่อกับเส้นทึบ ซึ่งตรงกับความถี่ที่อยู่ในช่วงของแถบความถี่ของ  $Y$ , รูปที่ 11.43(ก) แสดงโลโก้ของ  $Y'$  ขนาดกับความถี่  $R_1$

รัศมีของโลโก้ของ  $Y'$  มีค่าเท่ากับ

$$\frac{1}{2} C_{11} \sin^2 \theta_1 \quad (11.114)$$



(ค) โลโก้ของ  $1/R$ , ขนาดกับ  $Y'$  ถ้าโลโก้มีส่วนจริงเป็นลบ วงกลมจะแคบลง ถ้าลด  $\theta_1$  จะทำให้ผลของ  $Y'$  ลดลง

รูปที่ 11.43

จากรูปที่ 11.43(ค) จะสังเกตได้ว่าถ้า  $1/R_1 < r$  จะมีช่วงความถี่หนึ่งซึ่ง  $\text{Re}(1/R_1 + Y) < 0$  ที่ความถี่หนึ่งผลคูณที่มุมของวงจรมีเป็นลบหรือค่าที่ต่ำกว่าค่าสูงสุดเพื่อขึ้นแบบเอกซ์โพเนนเชียลหมายความว่าวงจรมีเสถียรภาพที่

$$\frac{1}{R_1} > r = \frac{1}{2} C_{gd} \omega_0 G_m R_a \quad (11.115)$$

### ออกแบบเพื่อลดผลกระทบกระชัง

จากการศึกษาแอดมิตแตนซ์ขาเข้าจะสังเกตได้ว่าส่วนจริงของแอดมิตแตนซ์ขาเข้า  $\text{Re}(1/R_1 + Y)$  อาจจะเปลี่ยนแปลงไปได้มากเมื่อความถี่แปรค่าอยู่ในช่วงของแถบความถี่ ผลคือลักษณะเชิงความถี่จะไม่สมมาตร อีกประการหนึ่งผลกระทบกระชังระหว่างขาเข้าและขาออก ทำให้เกิดปัญหาในทางปฏิบัติที่เราจะต้องปรับแต่งค่าองค์ประกอบวงจร เช่น  $L$  เพื่อให้ได้ค่าความถี่กำจรตามต้องการ ผลกระทบกระชังทำให้การปรับแต่งหรือเรียงคลื่น (align) ของวงจรตั้งแต่ 2 วงจรทำได้ยาก

เราได้กล่าวมาแล้วในข้อ 11.1.3 ถึงการออกแบบเพื่อให้ได้กำลังออกสูงสุดและจะกล่าวถึงในข้อ 11.4 ต่อไป อย่างไรก็ตามเมื่อมีผลกระทบกระชัง การออกแบบตามเกณฑ์ อาจทำให้เกิดปัญหาในเรื่องผลคูณเชิงความถี่ไม่สมมาตรหรือโก่ง (skewed) และเกิดความยากลำบากในการเรียงคลื่นทั้งที่ได้ออกมาแล้ว ที่มันไม่ตรงกันเราจะยอมให้โก่งเพียงเล็กน้อยลง แต่จะยึดการออกแบบเพื่อลดผลกระทบกระชังเป็นเกณฑ์

ในกรณีวงจรมีเสถียรภาพ FER เราสังเกตได้ว่าตัวที่มี  $r$  ของโลตัสของ  $Y'$  มีค่าเล็กเมื่อเทียบกับ  $1/R_1$  (ดูรูปที่ 11.43(ค)) เราจึงจะละเลย  $Y'$  ซึ่งเป็นตัวการของผลกระทบกระชังได้ เราจะนิยามที่ ประสิทธิภาพการเรียงคลื่น (alignability factor) ดังนี้

$$a = \frac{r}{1/R_1} = \frac{1}{2} C_{gd} \omega_0 G_m R_a R_1 \quad (11.116)$$

ถ้า  $a \ll 1$  วงจรมีเสถียรภาพ ถ้า  $a \gg 1$  จะไม่มีปัญหาในการเรียงคลื่น แต่ในกรณีนี้ อัตราขยายจะมีที่ต่ำลง

โดยปกติเรามักจะเลือก  $a = 0.2$  เพื่อเป็นการออมชอม และในกรณีนี้จะทำการคำนวณอย่างใกล้ชิดถึงโดยสมมติว่าสามารถละเลยผลกระทบกระชังได้

เอกสารอ้างอิง

1. Radio Electronic June 1989 Vol 60 No.6
2. Radio Electronic July 1989 Vol 60 No.7
3. วาสาร อิเลคตรอน 79 ปีที่ 11 ฉบับที่ 4 เล่มที่ 123
4. หนังสือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2 : วงจรเชิงเส้น คร.โคทม อาริยา