บทที่ 2

หอสมุดกลาง จุฬาลงกรณมหาวิทยาลัย

ภาคปรับรับคลื่นของวงจรโทรทัศน์ (TV. tuner)

2.1 แนะนำ

วงจรของภาคปรับรับคลื่น (tuner) แบ่งออกเป็นภาคต่าง ๆ ได้ 3 ภาค คือ

1. ภาค RF amplifier
2. ภาค mixer
3. ภาค oscillator

ทุก ๆ ภาคจะต่อกันด้วยการ coupling แบบต่าง ๆ เช่น ภาค oscillator ต่อมายังภาค mixer ด้วย capacitor (C_7, รูปที่ 2.2) ส่วนภาค RF amplifier และภาค mixer ต่อกันด้วย double tuned transformer เป็นต้น

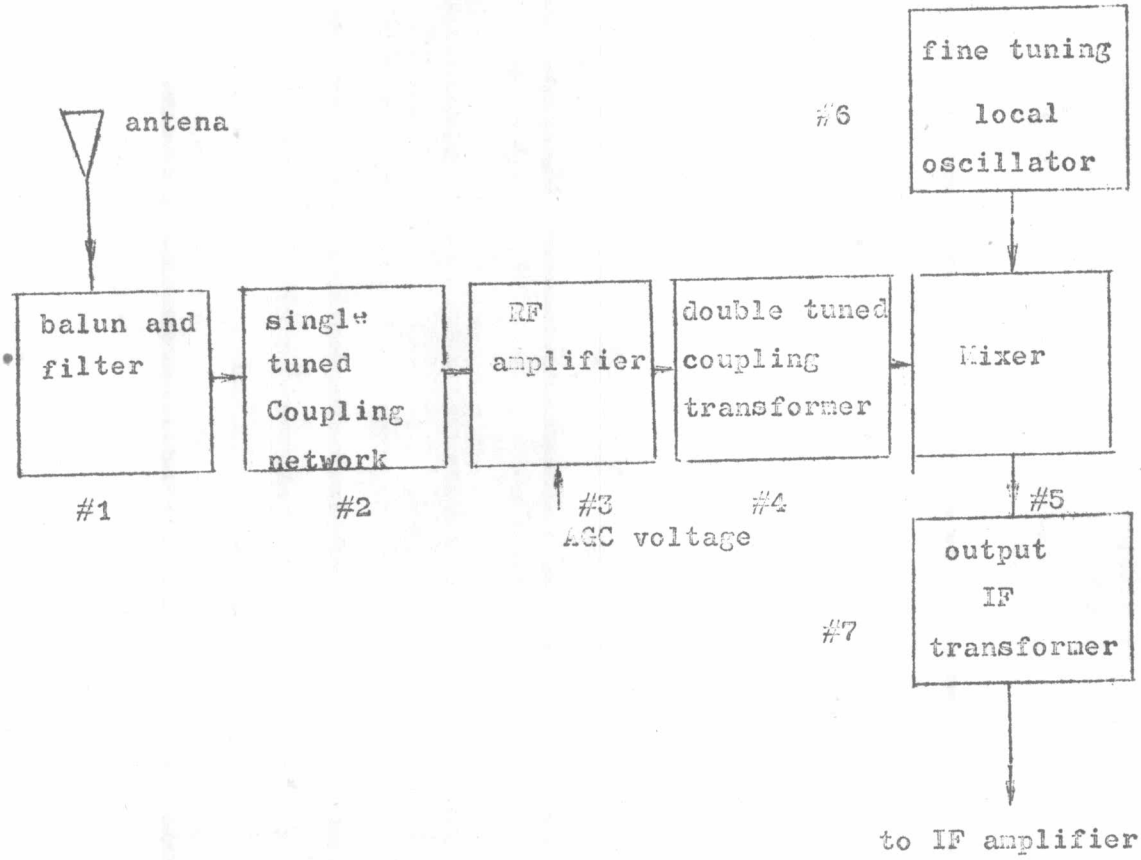
2.2 ส่วนต่าง ๆ ของภาคปรับรับคลื่น

ภาคปรับรับคลื่นของเครื่องรับโทรทัศน์ มีหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณที่มีความถี่สูง (RF) ที่ได้รับการเหนี่ยวนำบนสายอากาศของเครื่องรับ จากคลื่นวิทยุที่ส่งออกมาโดยสายอากาศของสถานีส่ง เพื่อให้เป็นสัญญาณที่มีความถี่ปานกลาง (intermediate frequency, IF)

ภาคปรับรับคลื่นจะต้องมี selectivity ดี มี power gain สูงและมี signal to nosie ratio สูง โดยทั่ว ๆ ไปแบ่งออกเป็นส่วนต่าง ๆ ได้ ดังแสดงเป็น block diagram ในรูปที่ 2.1

จากรูปที่ 2.1 ด้านบนซ้ายของรูปเป็นสายอากาศของเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า เพื่อนำไปทำการขยายที่ภาค RF amplifier block หมายเลข 1 ประกอบด้วย balun ซึ่งทำหน้าที่แปลง balance load ขนาด 300 Ω ของ transmission line ที่ต่อจากสายอากาศ ให้เป็น unbalance load ขนาด 75 Ω เพื่อต่อเข้ากับวงจร filter ซึ่งทำหน้าที่ กรองสัญญาณที่ไม่ต้องการออก

block หมายเลข 2 เป็น single tuned coupling network ทำหน้าที่ 2 อย่าง คือ



รูปที่ 2.1 block diagram ของ VHF. TV. tuner

1. เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมต่อหรือ coupling ระหว่างวงจร filter กับ amplifier และทำให้เกิด mismatch factor ค่าหนึ่งเพื่อที่จะทำให้ stability ของวงจรดีขึ้น

2. เป็นวงจร series resonance ที่สามารถเปลี่ยนค่า inductance L_1 (รูปที่ 2.2) ได้ เพื่อที่จะปรับให้สัญญาณที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งโดยเฉพาะ มีขนาดสูงสุดเพื่อผ่านไปยัง base ของทรานซิสเตอร์ TIXM05 ซึ่งอยู่ในวงจร RF amplifier

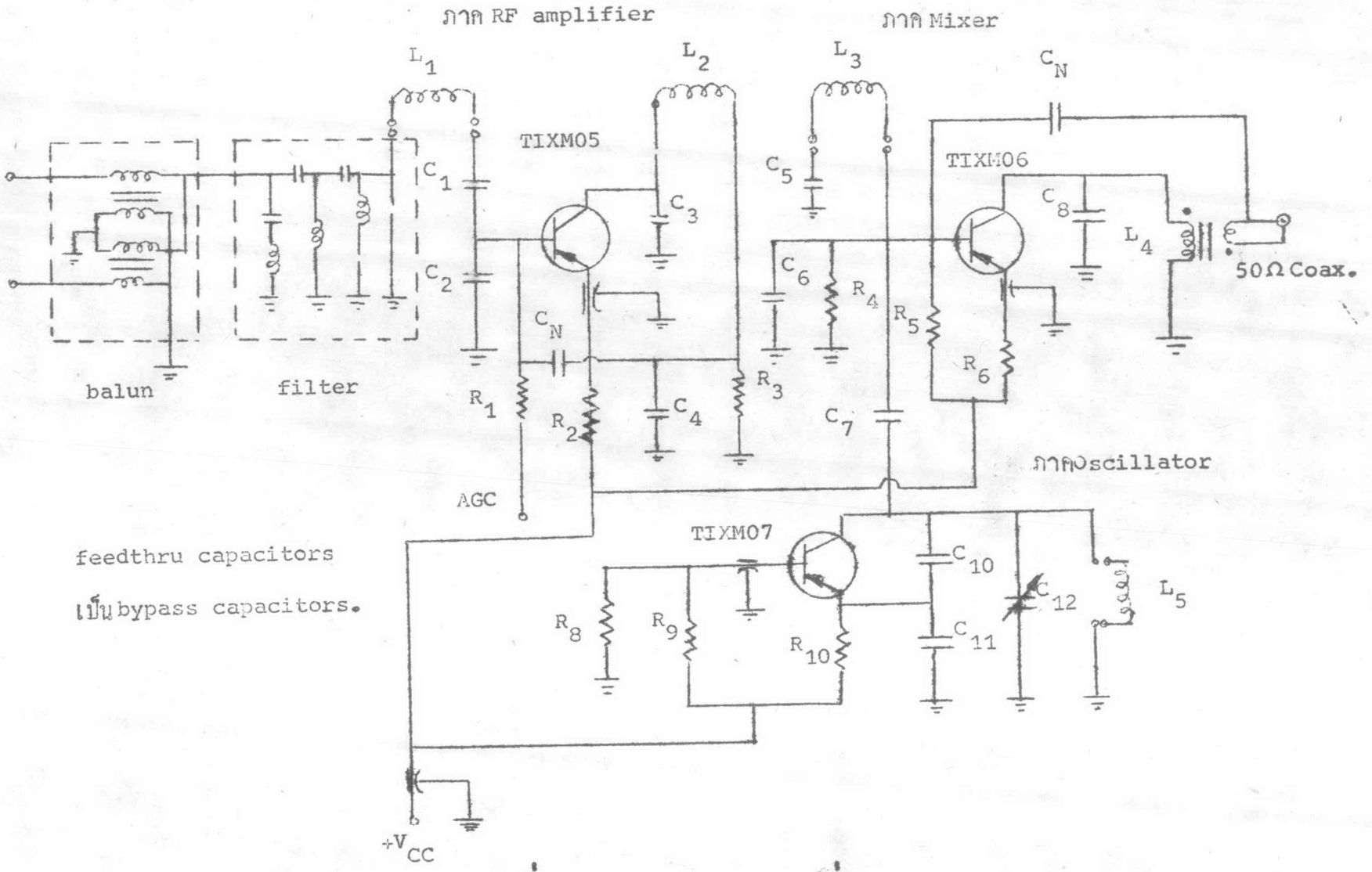
block หมายเลข 3 เป็นวงจร RF amplifier วงจรส่วนนี้จะมี AGC voltage ที่ได้มาจากภาค detector เพื่อปรับให้การขยายของวงจรเปลี่ยนแปลงไปในทางตรงกันข้ามกับความแข็งของสัญญาณที่ได้รับ ทั้งนี้ เพื่อที่จะรักษาระดับของสัญญาณทางด้านออกให้มีค่าคงที่

block หมายเลข 4 เป็นวงจร double tuned coupling transformer ที่เป็นตัวเชื่อมโยงระหว่างวงจร RF amplifier และวงจร mixer

block หมายเลข 5 เป็นวงจรmixer ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ TIXM06 โดยทำหน้าที่ผสมสัญญาณจากภาค RF amplifier และภาค oscillator

block หมายเลข 6 เป็น local oscillator ซึ่งจะผลิตสัญญาณที่มีความถี่หนึ่งโดยทรานซิสเตอร์ TIXM07 สัญญาณนี้จะไป beat กับสัญญาณที่มาจากภาค RF amplifier ที่วงจร mixer เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีความถี่คงที่ค่าหนึ่ง เรียกว่า intermediate frequency (IF)

Output จากภาค mixer จะถูกส่งออกผ่าน output IF transformer (block หมายเลข 7) ซึ่งมี output impedance 50 Ω ต่อเข้ากับ 50 Ω coaxial cable ไปยัง IF amplifier อีกทีหนึ่ง



feedthru capacitors เป็น bypass capacitors.

รูปที่ 2.2 วงจรของภาคปรับรับคลื่น

วงจรทั้งหมดของภาคปรับรับคลื่นแสดงในรูปที่ 2.2

2.3 ข้อกำหนดบางประการที่จะใช้ในการคำนวณ

1. ภาคปรับรับคลื่นจะต้องมี power gain อย่างน้อยที่สุด 30 dB (ref 1)

2. การคำนวณต่าง ๆ ในที่นี้ จะทำการคำนวณสำหรับช่องที่ 13 ของโทรทัศน์ระบบ 525 เส้น เท่านั้น ส่วน channel อื่น ๆ นั้น ก็อาจจะหาค่าต่าง ๆ ที่ต้องการได้โดยการเปลี่ยนค่า frequency สำหรับช่องนั้น ๆ

3. frequency ต่าง ๆ ของ channel 13 คือ

3.1 channel bandwidth = 6 MH_3 ซึ่งเป็นค่าอยู่ในระหว่าง 210-216 MHz โดยมี video carrier frequency = 211.25 MHz และ sound carrier frequency = 215.75 MHz ดังนั้น center frequency ที่จะนำมาใช้ในการคำนวณ คือ 213.5 MHz

3.2 center frequency ของภาค IF amplifier = 43.5 MHz

3.3 local oscillator frequency = 257 MHz

3.4 tuner response curve ต้องมี 3 dB bandwidth เมื่อไม่มี trap ประมาณ 5.5 MHz

4. DC. voltage supply ที่ใช้ = 12 โวลท์

5. data sheet ของทรานซิสเตอร์ TIXM05 series ได้รวบรวมไว้ในบทที่ 4 หน้า 85

2.4 ลำดับของการออกแบบโปรแกรม เพื่อคำนวณหาค่าต่าง ๆ

ในการคำนวณหาค่า inductance capacitance และความต้านทานต่าง ๆ จะต้องมีลำดับการคำนวณ การคำนวณตอนแรก ๆ นั้น ใช้ข้อมูลที่ป้อนเข้าไป ตอนถัดมาจะอาศัยผลจากการคำนวณของตอนแรกมาใช้ด้วย

ลำดับการคำนวณของโปรแกรมคอมพิวเตอร์ แบ่งออกเป็นตอน ๆ ได้ 8 ตอน ดังนี้ (ดูรูป 2.2 ประกอบ)

ตอนที่ 1 เป็นการคำนวณเบื้องต้นที่ภาค mixer

ตอนนี้จะคำนวณหาค่า **maximum available gain (MAG)** ค่า diode conversion loss (DCL) และจาก data ของทรานซิสเตอร์ TIXM06 นำมาหาค่าที่น้อยที่สุดของ load conductance (G_L) ที่ต้องการที่จะทำให้วงจร stable

ตอนที่ 2 เป็นการคำนวณหา total loss และ conversion gain ของภาค mixer

คำนวณหา total loss ที่ต้องการที่จะทำให้วงจร stable แล้วนำไปหา transformer insertion loss (IL) ซึ่งประกอบด้วย coil loss (CL) และ mismatch loss ได้ ส่วนค่า total conversion gain ($PG_{(conv)}$) ก็หาได้จากผลต่างระหว่าง maximum available gain กับ total loss

จากค่า Q_{LC} และ CL นำมาหาค่า unloaded uncoupled Q (Q_{UU}) ของ coil L_4 ได้

ตอนที่ 3 คำนวณหาค่า L_4 และ C_8

ในตอนนี้จะทำการคำนวณที่วงจรด้าน collector ของทรานซิสเตอร์ TIXM06 เริ่มต้นจะทำการสมมุติค่า L_4 ก่อน ค่านี้กับค่า Q_{UU} ทำให้หาค่า equivalent parallel resistance (R_{EP}) ของ coil L_4 ได้ ผลรวมของความต้านทานต่าง ๆ และ loaded coupled Q นำมาหาค่า total capacitance ของ resonance circuit ได้

จากค่า total capacitance นำมาหาค่า L_4 ใหม่ได้ เราจะต้องตรวจสอบค่า L_4 ที่คำนวณได้ใหม่กับค่า L_4 ที่สมมุติไว้แต่เดิมให้ใกล้เคียงกันมากที่สุด ค่า L_4 จากการคำนวณนี้จึงจะใช้ได้ สำหรับ C_8 หาได้จาก total capacitance distribution capacitance และ output capacitance

ตอนที่ 4 คำนวณหาค่า L_2 และ capacitance ต่าง ๆ ทางด้าน primary coil ของ coupling transformer ในภาค RF amplifier

การหาค่า L_2 คำนวณคล้ายกับการหาค่า L_4 แต่ตอนนี้จะได้ค่า R_{total} ทางด้าน primary ของ coupling transformer ซึ่งประกอบด้วย L_2 และ L_3 (รูปที่ 2.2) R_{total} นี้ นำไปใช้คำนวณในตอนที่ 5 เพื่อหาค่า L_3

ตอนที่ 5 คำนวณหาค่า L_3 และ capacitance ต่าง ๆ ทางด้าน secondary coil ของ coupling transformer ในภาค RF amplifier

การคำนวณตอนนี้ จะคำนวณหาค่า L_3 โดยอาศัยค่า R_{total} ที่หาได้จากตอนที่ 4 นอกจากนั้นยังคำนวณหาค่า transformer loss maximum available gain และ total power gain ของภาค RF amplifier ด้วย

total tuner gain ของวงจรภาคปรับรับคลื่นทั้งหมด หาได้จากผลรวมของ total power gain ของทรานซิสเตอร์ TIXM05 และของทรานซิสเตอร์ TIXM06 รวมกัน

ตอนที่ 6 การคำนวณทาง input circuit ของภาค RF amplifier

การคำนวณในตอนนี้ จะเป็นการหาค่า L_1 และ loss ภายในวงจร

ตอนที่ 7 การคำนวณที่ภาค oscillator

การคำนวณในตอนนี้ เป็นการหาค่าของ L_5 ซึ่งใช้ในวงจร oscillator

ตอนที่ 8 การคำนวณหาค่า bias resistance

จะคำนวณหาค่า bias resistance ที่ใช้ในวงจร TIXM05, MIXM06 และ TIXM07 ตามลำดับ

การคำนวณทั้งหมด ถ้าเป็นการหาค่า R หรือ C ผลของการคำนวณจะใช้ไม่ได้ในทางปฏิบัติ เพราะว่าค่าที่คำนวณได้อาจจะไม่ตรงกับค่าที่มีโดยทั่ว ๆ ไป ซึ่งอาจประกอบด้วยค่าหลักต่าง ๆ คือ

10 12 15 18 22 27 33 39 47 56 68 82 100

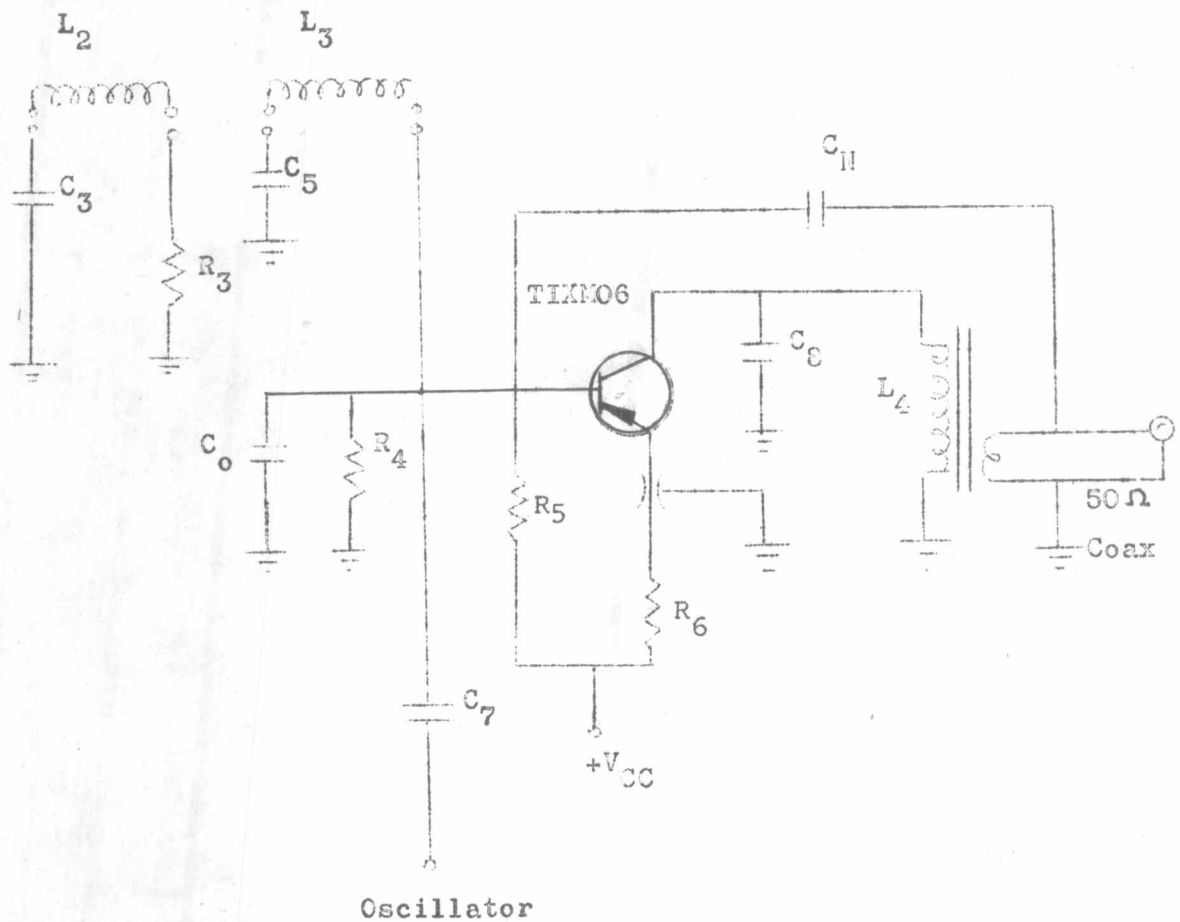
ในการคำนวณ ถ้าคำนวณได้ค่าอยู่ระหว่างตัวเลข 2 จำนวน จะต้องเลือกว่าค่านั้นใกล้เคียงไปทางใด ในโปรแกรมการคำนวณจะมี subroutine เพื่อเลือกค่าเหล่านี้มาใช้

ต่อไปจะอธิบายรายละเอียดข้อปลีกย่อย พร้อมทั้งแสดงสูตรการคำนวณเป็นขั้นตอนตามลำดับดังต่อไปนี้

2.5 การคำนวณที่ภาค mixer (ทางด้าน collector ของ TIXM06)

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรภาค mixer จะต้องมี gain สูงที่ IF frequency และมี emitter-base diode ที่มีประสิทธิภาพสูงที่ signal frequency วงจรภาค mixer ซึ่งเป็นวงจร neutralized แสดงในรูปที่ 2.3 collector load ของทรานซิสเตอร์ TIXM06 เป็นแบบ double - tuner over coupled transformer ซึ่งมีขด primary เป็นแบบ parallel tuned และขด secondary เป็นแบบ series-tuned โดยมี capacitor อยู่ที่วงจร IF amplifier ค่า output impedance ของ secondary มีค่า 50 Ω เพื่อที่จะ

ได้ matched กับค่า impedance 50 Ω ของ coaxial cable ที่ใช้ต่อระหว่างภาคปรับรับคลื่นกับภาค IF amplifier นอกจากนี้ output response curve จะต้องมีค่า 3-dB bandwidth เท่ากับ 5.5 MHz เพื่อยังไม่มีและมี trap และมี center frequency = 43.5 MHz

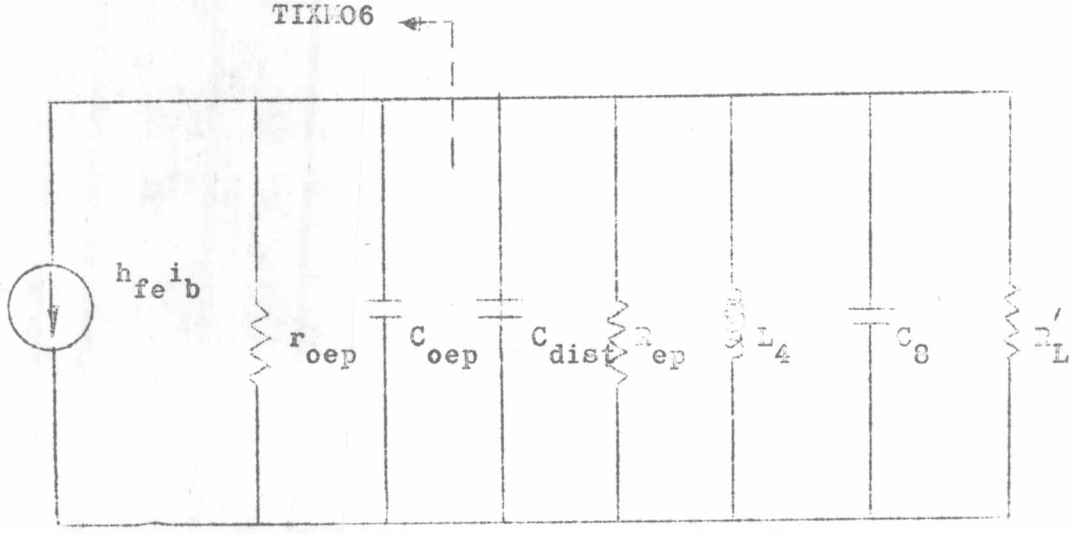


รูปที่ 2.3 วงจร neutralized mixer

2.5.1 การคำนวณเบื้องต้น

(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 1 หัวข้อ 3.5.1 หน้า 59)

จากวงจร neutralized mixer รูปที่ 2.3 เราอาจจะเขียน equivalent circuit ทาง collector load ได้ ดังแสดงโดยรูปที่ 2.4 Roep และ Coep เป็นค่า output resistance และ output capacitance ของทรานซิสเตอร์ TIXM06 ตามลำดับ C_{dist} คือ distribution (wiring) capacitance Rep คือ equivalent parallel resistance ของ coil L_4 ส่วน L_4 คือ inductance ทางด้าน primary ของ coupling transformer R_L' คือ reflected load จาก IF amplifier ผ่าน coaxial cable และ secondary coil ของ coupling transformer มายัง primary side



รูปที่ 2.4 equivalent circuit ทาง collector load

ต่อไปนี้จะอธิบายประกอบการคำนวณ พร้อมแสดงสูตรตามลำดับ

หาค่า loaded-couple Q (Q_{LC}) ของ coil L_4 จากสูตร

$$Q_{LC} = f_{IF}/BW \qquad (2.1)$$

เมื่อ f_{IP} คือ center frequency ของ IF = 43.5 MHz

BW คือ 3-dB bandwidth = 5.5 MHz

หา maximum frequency of oscillation ของทรานซิสเตอร์ TIXM06

$$f_{(max)} = \sqrt{f_T/(8\pi\, r_b' C_c)} \qquad (2.2)$$

ทรานซิสเตอร์ TIXM06 นี้เป็นทรานซิสเตอร์ PNP ซึ่งเป็น epitaxial planar germaniam transistor ออกแบบไว้สำหรับใช้ในภาค mixer ในย่าน VHF ของเครื่องรับโทรทัศน์โดยเฉพาะ ค่าที่น้อยสุดของ f_T และค่าที่มากที่สุดของ $r_b' C_c$ ใน data sheet คือ 380 MHz และ 10 picosecond

f_t คือ frequency ที่ extraporated current gain ของ transistor มีค่าเท่ากับ 1 หรือค่า frequency ที่ h_{fe} = 0 dB

หา maximum available gain (MAG)

$$MAG\ (dB) = 20 \log (f_{(max)}/f_{IF}) \qquad (2.3)$$

total conversion gain ($PG_{(conv)}$) ของ neutralized mixer คือ MAG ที่ความถี่กลาง ลบด้วย loss ในวงจรทั้งหมด ซึ่ง loss ในวงจรทั้งหมดดังกล่าว คือ

- diode conversion loss (DCL)
- mismatch loss (ML) และ
- coil loss (CL)

หา diode conversion loss โดยใช้สูตร empirical formula (ref 1)

$$DCL\ (dB) = 20 \log (1.054 + f_{RF}/320 \times 10^6) \quad (2.4)$$

เมื่อ f_{RF} = 213.5 MHz

แหล่งของ loss ที่สำคัญภายในวงจรคือ transformer insertion loss (TL) ซึ่งประกอบด้วย mismatch loss และ coil loss

mismatch loss มีสูตรการคำนวณ (ref 1) ว่า

$$ML\ (dB) = 10 \log (1 + a_1)^2/4\ a_1) \quad (2.5)$$

เมื่อ a_1 คือ mismatch factor ซึ่งขณะนี้ยังคำนวณหาค่าไม่ได้ เพราะไม่รู้ค่า mismatch factor (a_1) ซึ่งปกติจะมากกว่า 1 จึงพิจารณาสูตรอื่นตามมา

coil loss มีสูตรการคำนวณจากค่า unloaded uncoupled Q (Q_{UU}) และ loaded coupled Q (Q_{LC}) ของ coil L_4

$$CL\ (dB) = 20 \log (Q_{UU}/(Q_{UU} - Q_{LC})) \quad (2.6)$$

ซึ่งยังหาไม่ได้เช่นเดียวกัน เพราะยังไม่รู้ค่าของ Q_{UU} ส่วน Q_{CL} หาได้แล้วจากสูตร (2.1)

เนื่องจากที่ยังไม่สามารถคำนวณหาค่า transformer loss ซึ่งมี 2 ชนิด ดังกล่าวได้ จึงต้องหาวิธีคำนวณค่าอื่นต่อไป

เพื่อให้วงจรมี stability ดีขึ้น ในวงจรนั้นจะต้องมี loss จำนวนหนึ่ง เราสามารถคำนวณหาค่า loss นี้ได้ โดยสมมุติชั่วคราวก่อนว่า source admittance

เท่ากับ input admittance ของทรานซิสเตอร์ ดังนั้น loss ทั้งหมดก็จะเป็น mismatch loss ในวงจร collector

จาก Stern's stability expression (ref 1)

$$(g_{11} + G_g)(g_{22} + G_L) = \frac{k}{2}(L + M) \qquad (2.7)$$

เพื่อให้มี stability ตามต้องการ k จะต้องเท่ากับหรือมากกว่า 1

ความหมายของตัวแปรใน expression คือ

$\sigma = \frac{1}{k}$ = stability factor

g_{11} = Re (y_{11})

g_{22} = Re (y_{22})

G_g = Re (source admittance)

G_L = Re (load admittance)

L = $|y_{12} \cdot y_{21}|$

M = Re ($y_{12} \cdot y_{21}$)

002090

ความหมายของ y - parameter มีดังนี้

y_{11} = input admittance

y_{12} = reverse transfer admittance

y_{21} = forward transfer admittance

y_{22} = output admittance

จาก expression นี้นำไปคำนวณหาค่า G_L เพื่อคำนวณค่า mismatch factor (a_2) แล้วนำไปคำนวณหาค่า total loss อีกทีหนึ่ง

คำนวณค่า G_L โดยเลือกให้ $k = 1$ ดังนี้

$$G_L = k\,(L + M)/2(g_{11} + G_g) - g_{22} \qquad (2.8)$$

G_L ที่ได้จะเป็นค่าต่ำสุดของ load conductance ซึ่งจะทำให้เกิด loss เพื่อให้ได้ stability ตามต้องการ

2.5.2 การคำนวณหา total loss และ conversion gain

(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 2 หัวข้อ 3.5.2 หน้า 61)

คำนวณหาค่า total loss จาก G_L ดังนี้

จากสูตรของ mismatch factor a_2

$$a_2 = G_L/g_{22} \qquad (2.9)$$

นำไปใช้คำนวณหาค่า total loss คือ

$$\text{LOSS} = 10 \log (1 + a_2)^2/4\,a_2) \qquad (2.10)$$

เมื่อได้ total loss ที่ต้องการแล้ว เราก็หา transformer insertion loss ได้ จากผลต่างระหว่าง total loss กับ diode conversion loss

ส่วน transformer insertion loss นี้ ยังแบ่งออกได้เป็น mismatch loss และ coil loss ในการคำนวณครั้งนี้ใช้ค่า mismatch loss เท่ากับ 71 % ของ insertion loss

หาค่า mismatch loss และ coil loss จากสูตร empirical ดังนี้

$$\text{ML (dB)} = 0.71\,(\text{LOSS} - \text{DCL}) \qquad (2.11)$$

$$\text{CL (dB)} = 0.29\,(\text{LOSS} - \text{DCL}) \qquad (2.12)$$

จากค่าของ coil loss นำมาหาค่าของ unloaded uncoupled Q ของ coil L_4 ได้จาก

$$CL\ (dB) = 20 \log (Q_{UU}/(Q_{UU} - Q_{LC}))$$

$$\therefore\ Q_{UU}/(Q_{UU} - Q_{LC}) = \text{antilog } CL/20$$

$$Q_{UU}(\text{antilog } CL/20-1) = Q_{LC}\ (\text{antilog } CL/20)$$

$$\therefore\ Q_{UU} = \frac{Q_{LC}\ (\text{antilog } (\frac{CL}{20})}{(\text{antilog } (\frac{CL}{20}) - 1} \qquad (2.13)$$

คำนวณหาค่า total conversion gain $PG_{(conv)}$ ของภาคนี้คือ

$$PG_{(conv)} = MAG - (ML + CL + DCL)$$

หรือ $$= MAG - LOSS \qquad (2.14)$$

2.5.3 การคำนวณหาค่า L_4 และ C_8

(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 3 หัวข้อ 3.5.3 หน้า 63)

หาค่าของ load reflected resistance (R_L') ผ่านด้าน secondary ของ paralled tuned transformer มาทางด้าน primary coil L_4 จากสมการ (2.5)

$$ML\ (dB) = 10 \log (1 + a_1)^2/4a_1)$$

หาค่าของ mismatch factor (a) ได้ จากนั้นนำไปคำนวณหาค่า R_L' ค่าของ mismatch factor a_1 มีสูตรคือ

$$a_1 = r_{oep}/R_L' \qquad (2.15)$$

ดังนั้น $$R_L' = r_{oep}/a_1 \qquad (2.16)$$

ในการคำนวณหาค่า L_4 โดยเพิ่มค่า L_4 ทีละน้อย โดยเมื่อเริ่มต้นการคำนวณ จะสมมุติค่า L_4 ซึ่งมีค่าน้อยที่สุดที่จะพัน coil ขึ้นมาใช้งานได้ ในทางปฏิบัติ จากค่าของ L_4 นี้เองนำไปหาค่า equivalent parallel resistance (R_{ep}) ซึ่งค่าความต้านทานนี้นำไปหาค่า total capacitance ได้ ทำให้หาค่า L_4 ใหม่อีกทีหนึ่ง การคำนวณจะพยายามทำให้ค่า L_4 ที่สมมุติ และค่า L_4 จากการคำนวณใหม่ใกล้เคียงกันมากที่สุด

สมมติให้ L_4 มีค่า 0.01 μH (ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะใช้สัญญลักษณ์ AL_4 = assumed value of L_4)

ค่า equivalent parallel resistance (R_{ep}) ทางด้าน primary ของ parallel tuned transfomer (L_4) คือ

$$R_{ep} = Q_{UU} \omega AL_4 \qquad (2.17)$$

และ total equivalent parallel resistance R_T หาได้จากสูตร

$$1/R_T = 1/r_{oep} + 1/R_{ep} + 1/R_L \qquad (2.18)$$

จากค่าของ R_T คำนวณหาค่าของ C_T ได้โดยใช้สูตร

$$C_T = Q_{LC}/\omega R_T \qquad (2.19)$$

คำนวณหาค่า L_4 ใหม่ (ใช้สัญญลักษณ์ CL_4 = calculated valve of coil (L_4)) คือ

$$CL_4 = 1/(C_T \omega^2) \qquad (2.20)$$

ในโปรแกรมของการคำนวณ จะนำค่าของ CL_4 ซึ่งเป็นค่าที่คำนวณได้มาเปรียบเทียบค่ากับ AL_4 ซึ่งเป็นค่าที่สมมติไว้แต่เดิม ถ้าทั้งสองค่าที่มีความแตกต่างกันหยาบ ๆ คือ มีค่าแตกต่างกันเกิน 0.1 μH (ค่านี้คือค่าของ DEL ในโปรแกรม) จะต้องเพิ่มค่าของ AL_4 ใหม่อีก 0.01 μH แต่ถ้าค่าทั้งสองแตกต่างกันไม่เกินค่า

DEL หรือ 0.1 μH แล้ว โปรแกรมจะนำไปเปรียบเทียบกันอีกว่า ค่าของ CL_4 มีค่าเกิน 3 % ของ AL_4 หรือไม่ ถ้าเกินจะต้องกลับไปเพิ่มค่า AL_4 ใหม่ แล้วเริ่มทำการเปรียบเทียบแบบเดิมอีก จนกระทั่งได้ผลตามกรณีที่กำหนดไว้ในโปรแกรม

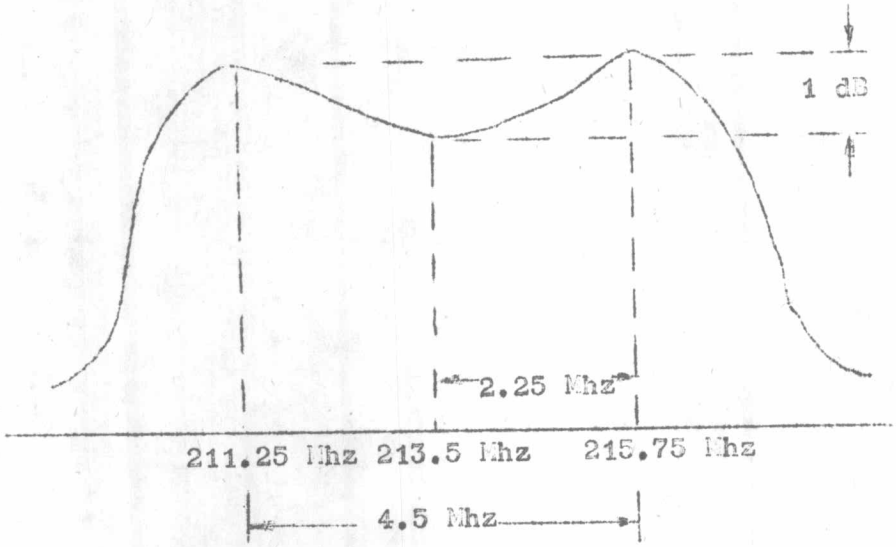
หาค่า collector capacitance C_8 ได้

$$C_8 = C_T - (C_{oep} + C_{dist}) \qquad (2.21)$$

การหาค่าของ neutralizing capacitor (C_{N2}) จะหาได้โดยการทดลองได้ดังนี้คือ เราจะใช้ 43.5 MHz sweep generator มาต่อเข้าทางด้าน secondary ของ double-tuned over coupled transformer (คนละด้านกับ L_4 (รูปที่ 2.3)) และสังเกตุสัญญาณที่ base ด้วยออสซิโลสโคป ในขณะเดียวกันนี้เราจะปรับค่าของ capacitor C_{N2} จนกระทั่งได้สัญญาณที่เบส์ต่ำสุด จากวงจร prototype ในรูปที่ 2.3 ซึ่งสร้างโดย Engineering staff ของบริษัท Texas Instrument ได้ค่า C_{N2} (ref 1) เท่ากับ 8.2 pF

2.6 การคำนวณที่ภาค RF amplifier (ทางด้าน collector ของ TIXM05)

จากรูปที่ 2.2 ซึ่งแสดงวงจรทั้งหมดของภาคปรับรับคลื่น ภาค RF amplifier ใช้ทรานซิสเตอร์ TIXM05 เป็นตัวขยายสัญญาณ ซึ่งจะมีการให้ bias ที่เหมาะสม โดยคำนวณหาค่าความต้านทานต่าง ๆ ที่จะแสดงการคำนวณในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ตอนที่ 8 วงจร collector load ประกอบด้วย R_2 R_3 C_4 L_2 และ L_3 L_2และ L_3 เป็น double - tuned over coupled transformer ซึ่งมี frequency response curve แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 frequency response ของ mixer driver transformer

จากวงจรรูป 2.2 collector load ของทรานซิสเตอร์ TIXM05 เป็น tuned circuit เพื่อที่จะให้ response curve เป็นแบบรูปที่ 2.5 ค่า loaded uncoupled Q ของทั้ง primary และ secondary circuit จะต้องเท่ากัน

Primary circuit ของ transformer ประกอบด้วย L_2 C_3 output impedance ของ TIXM05 และ distribution capacitance ส่วนทาง secondary circuit ประกอบด้วย L_3 C_5 C_6 input impedance ของ TIXM06 และ distribution capacitance

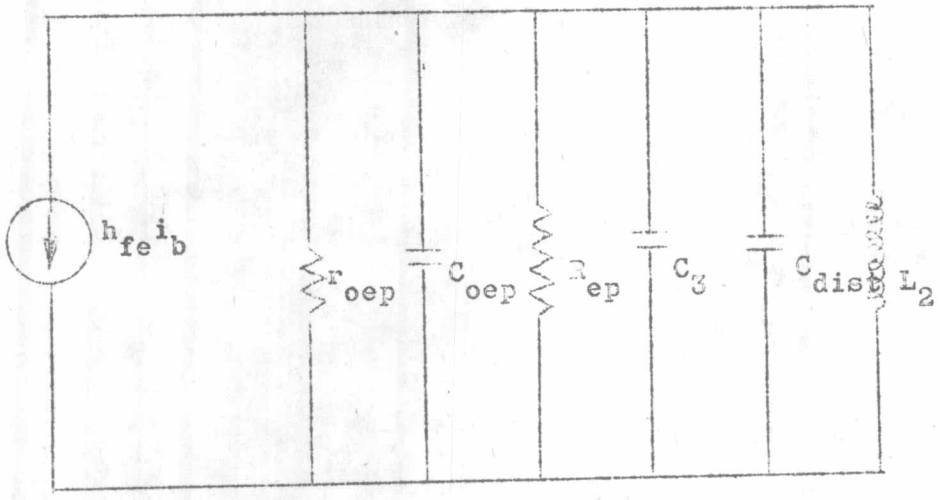
C_N และ C_4 ทำหน้าที่ในการ neutralization (ref 1) ค่าของ C_4 จะทำให้ series resonant frequency ของ C_4 และ L_2 มีค่าน้อยกว่า parallel resonant frequency ของ L_2 กับ C_{total} ซึ่งจะทำให้ voltage ครอม C_4 lag voltage ทาง collector ไปประมาณ 180 องศา (C_{total} = effective parallel capacitance ที่ขนานกับ coil L_2)

2.6.1 การคำนวณหาค่า L_2 ในภาค RF amplifier

(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 4 หัวข้อ 3.5.4 หน้า 66)

equivalent circuit ของภาค RF amplifier แสดงในรูปที่ 2.6

เราจะพิจารณาวงจรทาง collector ในกรณีของ loaded แต่ uncoupled วิธีการคำนวณต่อไปจะทำโดยสมมุติค่า L_2 แล้วเพิ่มค่าทีละน้อย (คล้ายกับวิธีการหาค่า L_4)



รูปที่ 2.6 equivalent circuit ทาง collector ของ TIXM05 ในภาค RF amplifier

สมมุติให้ L_2 มีค่าเท่ากับ 0.01 μH และ Q_{UU} = 70 ในโปรแกรมจะใช้สัญญลักษณ์ AL_2 = assumed value of coil L_2

หาค่า equivalent parallel resistance ของ L_2 ได้จาก

$$R_{ep} = Q_{UU}\, \omega\, L_2 \qquad (2.22)$$

และค่า total resistance

$$R_T = r_{oep}\, R_{ep}/(r_{oep} + R_{ep}) \qquad (2.23)$$

bandwidth ของ primary side (L_2) จะมีค่าประมาณ 5 MHz เหมือนกับทางด้าน secondary side (L_3) แต่เมื่อถูก couple จะทำให้ peak-to-peak bandwidth กว้างออกเป็น 6 MHz

$$Q_{LU} = F_{(RF)}/BW \qquad (2.24)$$

เมื่อ BW = 5 MHz และ $F_{(RF)}$ คือความถี่กลางของ radio frequency (RF)

effective parallel capacitance C_T คือ

$$C_T = Q_{LU}/\omega R_T \qquad (2.25)$$

นำค่า C_T ที่ได้มาใช้คำนวณหาค่า L_2 ใหม่ ค่า L_2 ใหม่นี้จะใช้สัญญลักษณ์ CL_2 = calculated value ของ coil L_2 คือ

$$CL_2 = 1/C_T\, \omega^2 \qquad (2.26)$$

ค่า CL_2 ที่ได้ใหม่นี้ จะต้องนำไปเปรียบเทียบกับค่า L_2 เดิม ซึ่งใช้สัญญลักษณ์ AL_2 วิธีการต่าง ๆ จะเหมือนกับการเปรียบเทียบในการหาค่า L_4 ดังที่กล่าวมาแล้วทุกประการ

รูปที่ 2.7 แสดงวงจร RF amplifier ส่วนที่ใช้ในการคำนวณเกี่ยวกับ neutralization

เราเลือกค่า C_4 ให้ series resonance กับ L_2 ที่ความถี่ประมาณครึ่งหนึ่งของ $F_{(RF)}$ (ref 1)

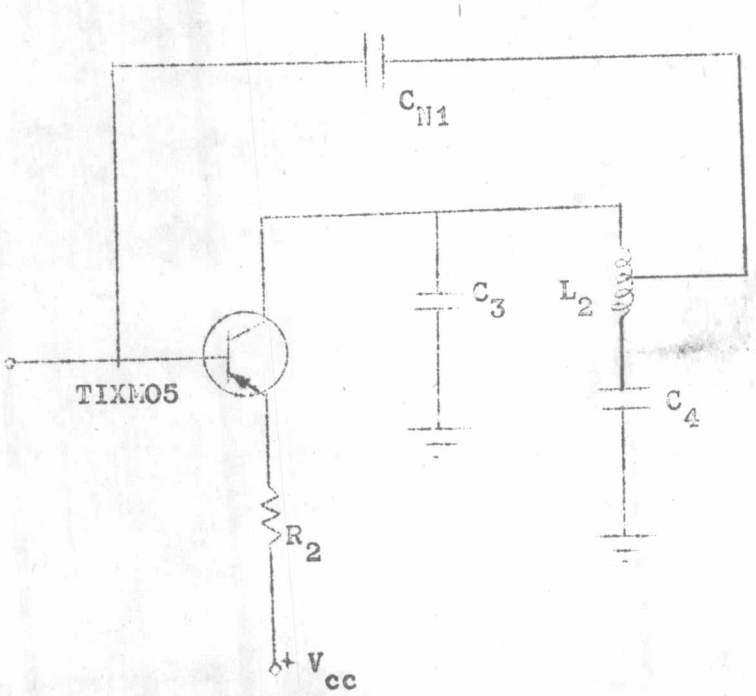
$$C_4 = 1/(L_2\ \omega_s^2) \tag{2.27}$$

$$C_3 = \frac{C_4\ C_T}{C_4 - C_T} - (C_{oep} + C_{dist}) \tag{2.28}$$

neutralizing capacitance C_{N1} จะหาได้เป็น

$$C_{N1} = \frac{C_{cb}\ C_4}{C_3 + C_{oep} + C_{dist}} \tag{2.29}$$

เมื่อ C_{cb} = Collector - base junction capacitance



รูปที่ 2.7 RF amplifier ส่วนที่พิจารณาเกี่ยวกับ neutralization

2.6.2 การคำนวณทางด้าน secondary ของ RF transformer
(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 5 หัวข้อ 3.5.5 หน้า 67)

การคำนวณในตอนนี้ จะเป็นการหาค่า L_3 และ capacitance ต่าง ๆ ที่เหลือ (รูปที่ 2.2) นอกจากนั้นจะคำนวณ transformer loss maximum gain total power gain ของ TIXM05 รวมทั้ง total tuner gain ด้วย

จากวงจรรูป 2.2 เอาเฉพาะวงจรทางด้านหน้าของ TIXM06 ซึ่งเป็นด้าน secondary ของ RF transformer มาพิจารณา ดังแสดงในรูป 2.8 (ก) พร้อมทั้ง equivalent circuit รูปที่ 2.8 (ข) ซึ่ง simplified ลงได้เป็นรูปที่ 2.8 (ค) และ (ง) ตามลำดับ

จากรูปที่ 2.8 (ข) ค่าของ $C_{6(total)}$ คือ

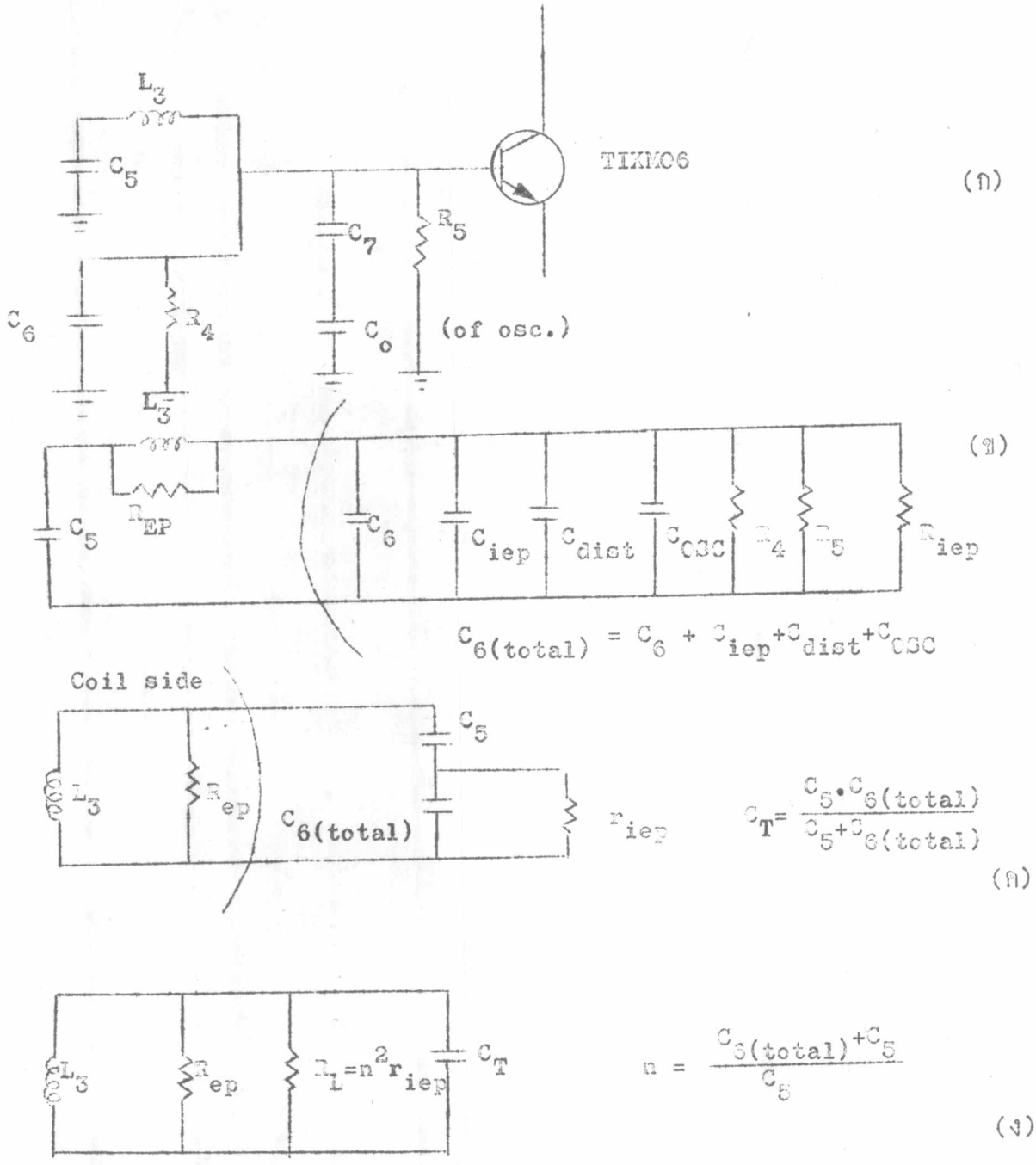
$$C_{6(total)} = C_6 + C_{iep} + C_{dist} + C_{osc} \qquad (2.30)$$

จากรูปที่ 2.8 (ค) ซึ่งจัดวางรูปของ L_3 และ equivalent parallel resistance ของ L_3 ใหม่ ซึ่งเรียกว่า coil side แล้วหา total capacitance (C_T)

$$C_T = \frac{(C_5\ C_{6(total)})}{(C_5 + C_{6(total)})} \qquad (2.31)$$

จากรูปที่ 2.8 (ง) C_5 และ $C_{6(total)}$ ทำให้เกิด voltage devider ซึ่งได้สัดส่วน n คือ

$$n = \frac{(C_{6(total)} + C_5)}{C_5} \qquad (2.32)$$



$$C_T = \frac{C_5 \cdot C_{6(total)}}{C_5 + C_{6(total)}}$$

$$n = \frac{C_{6(total)} + C_5}{C_5}$$

รูปที่ 2.8 รูปแสดงการวิเคราะห์วงจร RF transformer secondary

transfer r_{iep} ผ่าน voltage devider ไปยัง coil side ได้

$$R_L' = n^2 r_{iep} \quad (2.33)$$

ต่อไปพิจารณา RF transformer secondary เมื่อถูก load และ uncoupled ค่า bandwidth ที่จะนำมาใช้ในการคำนวณใช้ 5.8 MHz (ref 1) และเพื่อที่จะให้ peak ของ RF response curve (รูป 2.5) มี amplitude เท่ากัน ค่า total equivalent parallel resistance (R_T) ของทั้งทาง primary และทาง secondary จะต้องเท่ากัน ดังนั้น จึงนำเอาค่า R_T ที่คำนวณได้จากสมการ 2.23 มาใช้ในการคำนวณต่อไป

จากรูป 2.8 (ง) คำนวณหา Q_{LU} ได้

$$Q_{LU} = F_{(RF)}/BW \quad (2.34)$$

$$C_T = Q_{LU}/(\omega R_T) \quad (2.35)$$

จาก C_T นำมาหาค่า L_3 ได้ เพราะเป็นวงจร parallel resonance

$$L_3 = 1/\omega^2 C_T \quad (2.36)$$

สมมติให้ค่า unloaded uncoupled Q ของ coil L_3 คือ $Q_{UU} = 70$ จะหา equivalent parallel resistance (R_{ep}) ได้ดังนี้

$$R_{ep} = Q_{UU} \omega L_3 \quad (2.37)$$

จากวงจรในรูปที่ 2.8 (ง) ค่า total resistance คือ

$$R_T = (R_{ep} R_L')/(R_{ep} + R_L') \quad (2.38)$$

นำมาหาค่า reflected load resistance (R_L') ได้คือ

$$R_L' = R_{ep} R_T/(R_{ep} - R_T) \quad (2.39)$$

จากสมการ 2.32 และ 2.33

$$n = (C_{6(total)} + C_5)/C_5$$

$$= \sqrt{R_L'/r_{iep}} \quad (2.40)$$

$$\therefore C_{6(total)} = C_5 \left(\sqrt{R_L'/r_{iep}} - 1 \right) \quad (2.41)$$

ให้ DM = dummy variable = $\left(\sqrt{R_L'/r_{iep}} - 1 \right)$ (2.42)

$$\therefore C_{6(total)} = C_5 \cdot DM \quad (2.43)$$

จากสมการ (2.31) เขียนใหม่ได้เป็น

$$C_5 = C_{6(total)} C_T)/(C_{6(total)} - C_T) \quad (2.44)$$

$$\therefore C_5 = DM\ C_5\ C_T/(DM\ C_5 - C_T) \quad (2.45)$$

จัดเทอมใหม่ได้

$$C_5 = (DM + 1)\ C_T/DM \quad (2.46)$$

จากค่า C_5 นำกลับมาหาค่า $C_{6(total)}$ ได้

$$C_{6(total)} = DM\ C_5 \quad (2.47)$$

และนำไปหาค่า C_6 ได้

$$C_6 = C_{6(total)} - (C_{iep} + C_{dist} + C_{osc}) \quad (2.48)$$

ต่อไปจะคำนวณ total loss และ total gain ของ TIXM05

จาก $Q_{LC} = f_{(RF)}/BW_{p-p}$ (2.49)

($BW_{peak-to-peak} = 6$ MHz)

สมมติว่า unload uncoupled Q ของ $L_3 = 70$ หาค่า transformer loss (TL) ได้คือ

$$TL\ (dB) = 20 \log (Q_{UU}/(Q_{UU} - Q_{LC})) \quad (2.50)$$

จาก data sheet ของ TIXM05 (หน้า 5) ได้ค่าต่ำสุดของ working frequency $f_T = 450$ MHz และค่าสูงสุดของ $r_b' C_c = 7.5$ picoseconds

หาค่า maximum frequency $f_{(max)}$ จากสูตร

$$f_{(max)} = \sqrt{f_T/8\pi\ r_b' C_c} \quad (2.51)$$

ได้ค่า maximum available gain คือ

$$MAG\ (dB) = 20 \log f_{(max)}/f_{(RF)} \quad (2.52)$$

ได้ total Power gain ของ RF amplifier (TIXM05) คือ

$$PG_{(dB)} = MAG\ (dB) - TL(dB) \quad (2.53)$$

หา total tuner gain ของทั้งระบบของภาคปรับรับคลื่น คือผลรวมของ total power gain ของภาค RF amplifier และ total conversion gain ของภาค mixer ซึ่งจะต้องมีค่าประมาณ 30 เดซิเมล

ในการคำนวณทั้งหมด input data ของ capacitor ต่าง ๆ เช่น distributed capacitance (C_{dist}) จะมีค่าประมาณคงที่ แต่ค่า capacitance ภายในทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไปกับความถี่ได้

2.7 การคำนวณส่วน input circuit ของภาค RF amplifier

(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 6 หัวข้อ 3.5.6 หน้า 68)

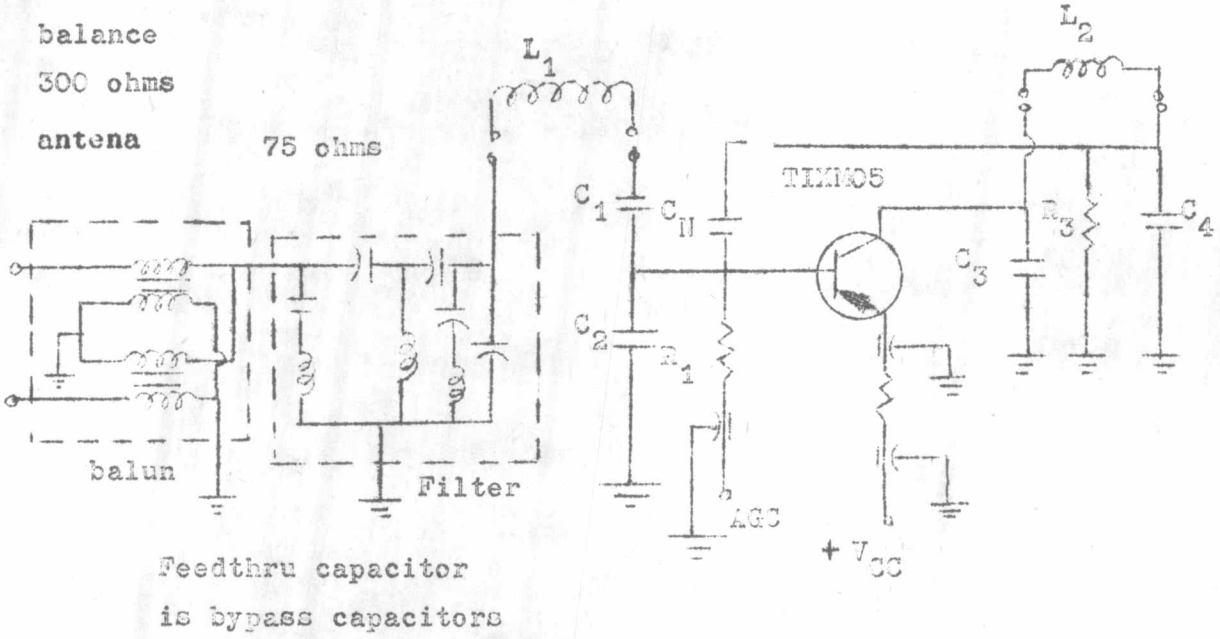
วงจรทาง input circuit ของภาค RF amplifier แสดงในรูปที่ 2.9 equivalent circuit แสดงโดยรูปที่ 2.10

จากรูปที่ 2.10 output capacitance ของ input filter L_1 C_1 C_2 และ input capacitance (C_{iep}) ของ TIXM05 ประกอบกันเป็น single tuned resonant circuit เราเลือกให้ C_1 มีค่า 6.8 pF เพื่อว่า L_1 จะมีขนาดที่ใช้ได้จริง ๆ ในทางปฏิบัติสำหรับช่องที่ 13 และเลือกให้มีค่าเป็น 18 pF หรือประมาณ 3 เท่าของ C_{iep} ที่ 213.5 MHz ดังนั้น

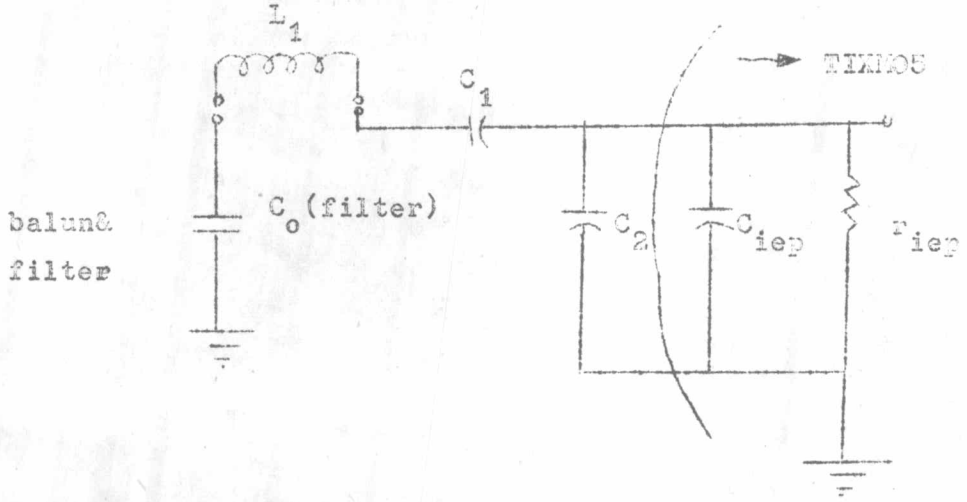
เลือก $C_1 = 6.8$ pF

และ $C_2 = 3\,C_{iep} \approx 18$ pF

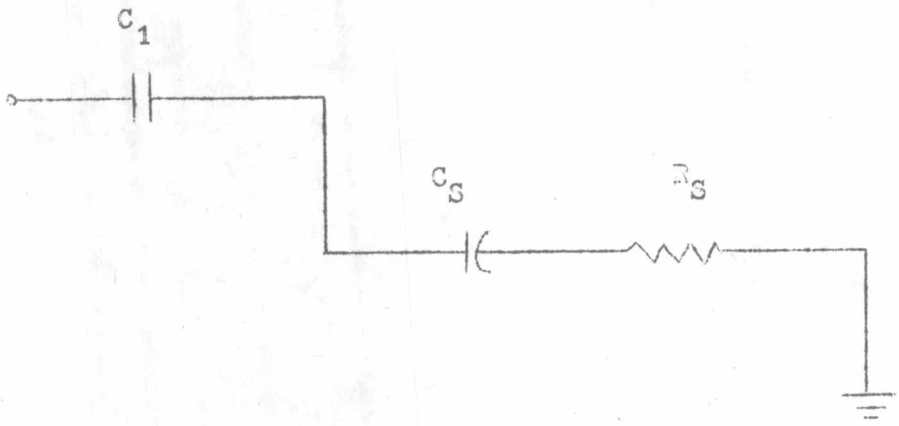
พิจารณา C_1 C_2 C_{iep} และ r_{iep} ประกอบกันเป็นวงจร R และ C ต่อ series กัน แบบรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.9 วงจรทางด้านหน้าของภาค RF amplifier



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลย์



รูปที่ 2.11 equivalent circuit ทางด้าน input ของ TIXM05

จากสูตร $Q = \omega C_P R_P$ (2.54)

$$R_S = R_P/(1 + Q^2) \quad (2.55)$$

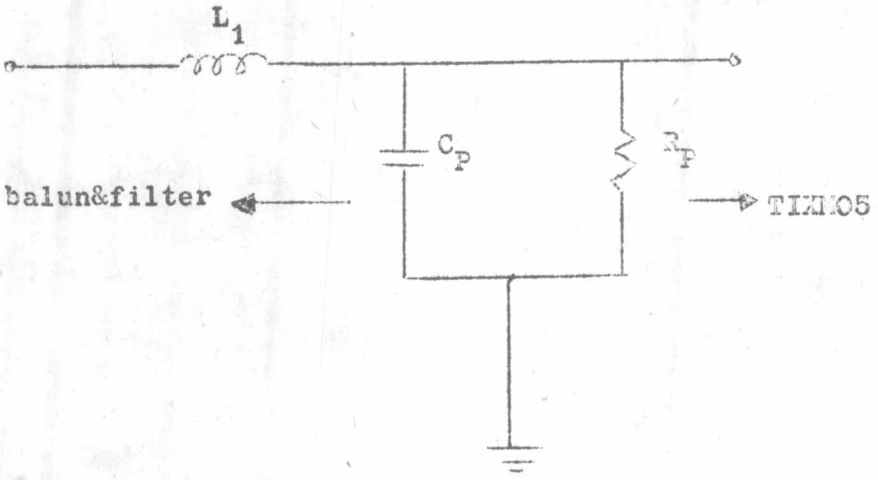
โดย $R_P = r_{iep}$

และ $C_S = C_P (1 + Q^2)/Q^2$ (2.56)

โดย $C_P = C_2 + C_{iep}$

รวม C_1 และ C_S เข้าด้วยกันเป็น C_S'

$$C_S' = C_1 C_S/(C_1 + C_S) \quad (2.57)$$



รูปที่ 2.12 วงจรจากรูปที่ 2.11 หลังจากแปลงเป็นวงจรขนาน

แปลงวงจร series ซึ่งประกอบด้วย C_S' และ R_S เป็นวงจรขนาน (รูปที่ 2.12)

หาก่า Q $= 1/\omega C_S' R_S$ (2.58)

ได้ parallel resistance ใหม่

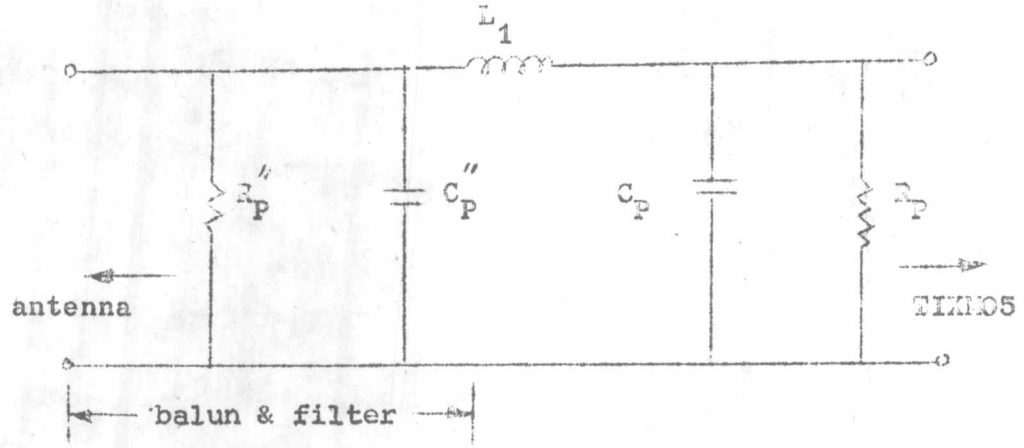
$$R_P = R_S (1 + Q^2) \quad (2.59)$$

จาก

$$C_S = C_p (1+Q^2)/Q^2 \quad (2.60)$$

ได้ parallel capacitance ใหม่คือ

$$C_p = C_S' Q^2/(1+Q^2) \quad (2.61)$$

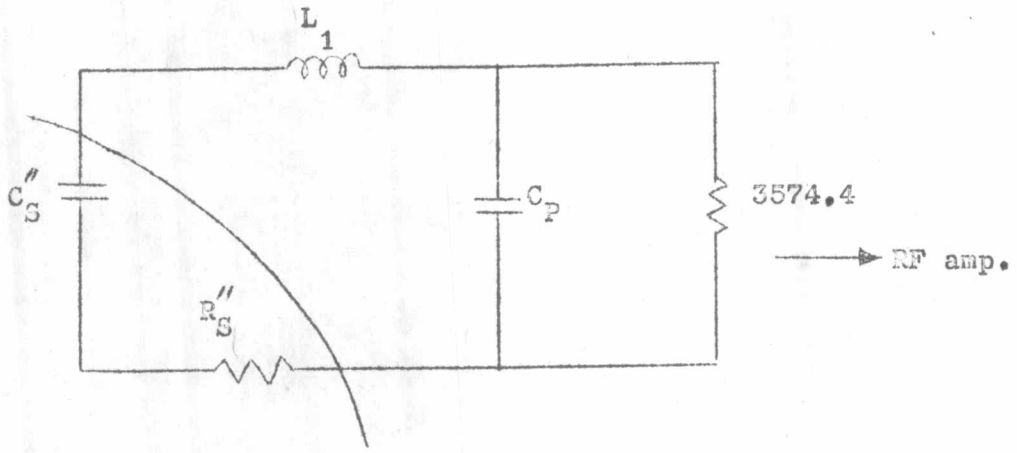


รูปที่ 2.13 วงจรที่แสดง output impedance ของ balun และ filter

output impedance ของ balun และ filter อาจจะเขียนได้ดังนี้ รูปที่ 2.13 โดยมีค่า

$$R''_P = 50\ \Omega \text{ (ref 1)}$$

$$C''_P = 25\ \text{pF}$$



รูปที่ 2.14 equivalent circuit ใหม่หลังจากที่แปลง parallel component ของ balun และ filter เป็นวงจร series กัน

จากรูปที่ 2.13 แปลงวงจร balun และ filter ให้เป็นวงจรดังในรูปที่ 2.14

จากวงจรในรูปที่ 2.13 ได้

$$Q = \omega C_P'' R_P'' \qquad (2.62)$$

ได้ค่า series R & C ใหม่คือ

$$R_S'' = R_P''/(1 + Q^2) \qquad (2.63)$$

$$C_S'' = C_P''(1 + Q^2)/Q^2 \qquad (2.64)$$

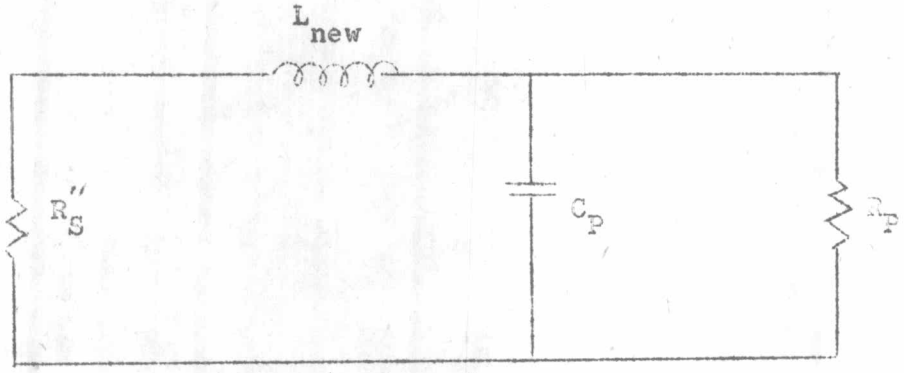
จะเห็นว่า รูปที่ 2.14 เป็นวงจร resonance ดังนั้น จะหาค่าของ L_1 ได้จากค่าของ total capacitance ที่คร่อม L_1

total effective capacitance (C_T) ที่คร่อม L_1 หาได้จากสูตร

$$C_T = C_S'' C_P/(C_S'' + C_P) \quad (2.65)$$

หาค่า L_1 ได้

$$L_1 = 1/\omega^2 C_T \quad (2.66)$$



รูปที่ 2.15 เป็นวงจรที่รวม series C_S'' และ L_1 เข้าด้วยกันเป็น L_{new}

รวม C_S'' และ L_1 จากรูป 2.14 เข้าด้วยกัน เป็น L_{new} ดังในรูปที่ 2.15 คือ

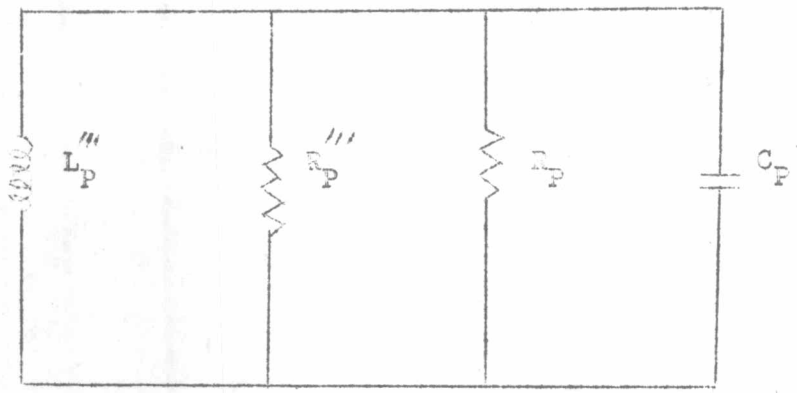
$$X_{Lnew} = X_{L1} + X_{C_S''}$$

$$= \omega L - 1/\omega C_S'' \quad (2.67)$$

I16714854

หาค่าของ L_{new} ได้

$$L_{new} = \frac{X_{L\ new}}{\omega} \tag{2.68}$$



รูปที่ 2.16 วงจรใหม่พลังจากที่แปลง L_{new} และ R_S'' เป็นวงจรขนาน

แปลง L_{new} และ R_S เป็นวงจรขนานดังในรูปที่ 2.16

$$Q = (\omega L_{new})/R_S'' \tag{2.69}$$

$$R_P''' = R_S''(1 + Q^2) \tag{2.70}$$

$$L_P''' = L_{new}(1 + Q^2)/Q^2 \tag{2.71}$$

ต่อไปจะเป็นการหา loss ในวงจร

จากรูปที่ 2.16 ได้ total effective parallel resistance (R_T) คือ

$$R_T = R_1 R_B/(R_A + R_B) \quad (2.72)$$

โดย $R_A = R_P''$ ที่ transform มาจากสายอากาศ และ $R_B = R_P$ ที่ transform มาจากทรานซิสเตอร์

loaded Q คือ

$$Q_L = \omega C_T R_T \quad (2.73)$$

สมมติว่า unloaded Q ของ coil = 70 $\therefore$ coil loss CL คือ

$$CL\ (dB) = 20 \log Q_U/(Q_U - Q_L) \quad (2.74)$$

input bandwidth คือ

$$BW = f_{(RF)}/Q_L \quad (2.75)$$

Mismatch loss คือ

$$ML\ (dB) = 10 \log (1 + a)^2/4a \quad (2.76)$$

โดย mismatch factor (a)

$$a = R_B/R_A = R_P/R_P''' \quad (2.77)$$

Loss ทั้งหมดของวงจรด้านเข้า

$$Loss = CL + ML \quad (2.78)$$

2.8 ภาค oscillator

(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 7 หัวข้อ 3.5.7 หน้า 70)

ภาค oscillator ที่ใช้ในวงจร common-base transistor amplifier (รูปที่ 2.2) ซึ่งจะเป็น regenerative ที่ความถี่สูงย่าน VHF C_{10} และ C_{11} ประกอบเป็นวงจร positive feedback ส่วน parallel resonant circuit ก็ประกอบด้วย C_{10} C_{11} C_{12} output capacitance ของ transistor TIXM07 และ inductance L_5

oscillator voltage level ที่ inject ให้กับภาค mixer นั้นขึ้นอยู่กับค่า capacitance C_7 ซึ่งมีค่าประมาณ 0.1 - 0.2 v ทั้งนี้เพื่อให้ได้ optimum conversion gain

ค่า capacitance ต่าง ๆ เหล่านี้หาได้จากการทดลองและค่า total effective parallel capacitance C_T ที่จะ resonate กับ L_5 นั้นมีค่าประมาณ 5 pF (ref 1)

ดังนั้นโดยใช้ C_T = 5pF หา L_5 ได้จากสูตร

$$L_5 = 1/\omega^2 C_T$$

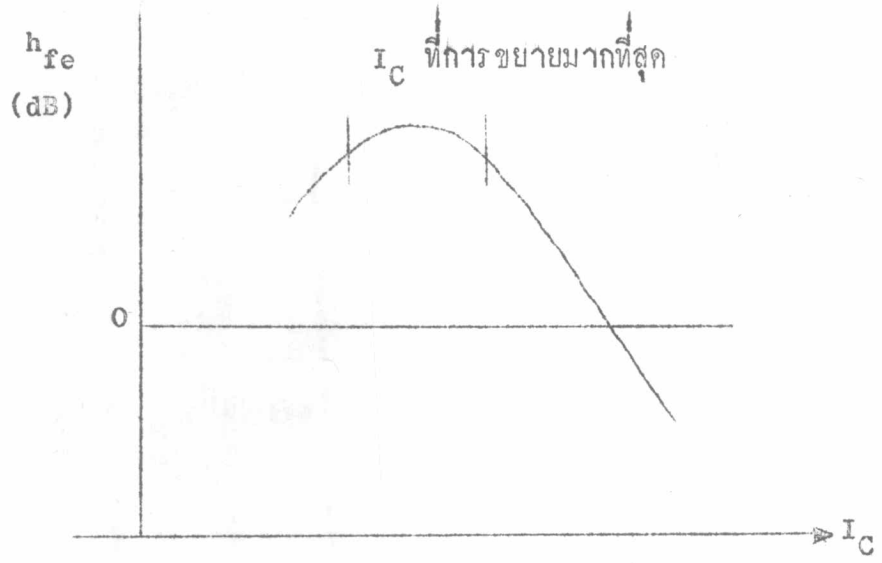
2.9 การคำนวณที่จุด Quiescent point

(ดูเทียบ flow chart ตอนที่ 8 หัวข้อ 3.5.8 หน้า 70)

2.9.1 การคำนวณหาค่า bias resistance ที่ภาค RF amplifier

ขณะทำงานวงจรจะถูกควบคุมด้วย automatic gain control (AGC) ซึ่งทรานซิสเตอร์ TIXM05 นี้เป็นแบบ forward AGC จะเห็นได้ดังที่แสดงในรูป

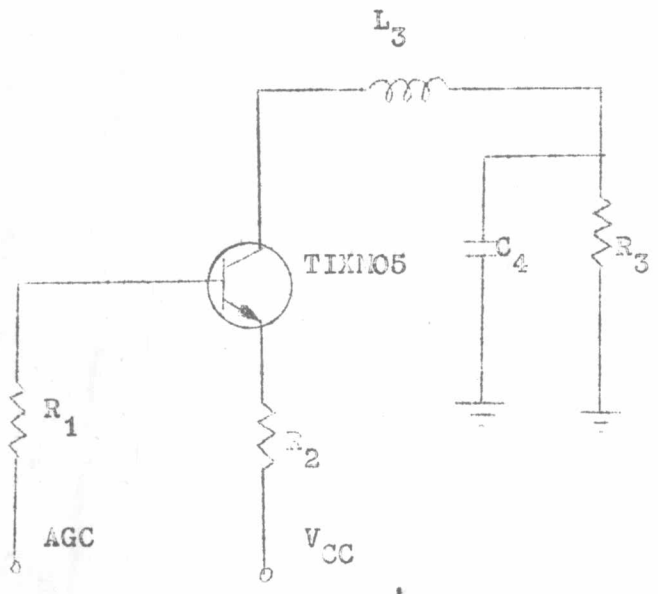
ที่ 2.17 ทรานซิสเตอร์จะมีค่า h_{fe} ลดลงเมื่อ I_C เพิ่มขึ้น จะมีช่วงหนึ่งที่ I_C มีค่าหนึ่งที่มีการขยายมากที่สุด ช่วงนี้ทั้ง impedance-transformation gain และ h_{fe} gain จะทำให้มี maximum gain bias condition ถ้า I_C เพิ่มขึ้น (อันเนื่องมาจาก Ib) input และ output impedance และ h_{fe} ของทรานซิสเตอร์ จะลดลงมาก ซึ่งจะทำให้การขยายลดลง วงจร AGC ที่ control จะต้องควบคุมการขยายได้อย่างน้อย 40 dB



รูปที่ 2.17 การเปลี่ยนแปลงของ h_{fe} ต่อ I_C (ของ TIXM05)

ปรกติค่า R_1 (ดูรูปที่ 2.18) จะมีค่าประมาณ 2000 โอห์ม ซึ่งมากพอที่จะไม่ทำให้ signal ต้องถูก shunt ไป และน้อยพอที่จะใช้ได้กับวงจร AGC

การคำนวณหาค่า bias resistor และ power dissipation ของภาค RF amplifier พิจารณาจาก bias condition เมื่อ TIXM05 มีการขยายมากที่สุด V_{CE} จะมีค่าประมาณ 8.5 โวลท์ และ I_E จะมีค่าประมาณ 2 mA โดยมี power supply V_{CC} = 12 volts (รูปที่ 2.18)



รูปที่ 2.18 วงจรของ TIXM05 ที่จุด Q-point

$$R_3 + R_2 = (V_{CC} - V_{CE})/I_E \qquad (2.79)$$

ปกติเราจะให้ R_3 มีค่ามากกว่า reactance ของ C_4 ประมาณ 10 เท่า ที่ center frequency ของ channel 2 (57 MHz)

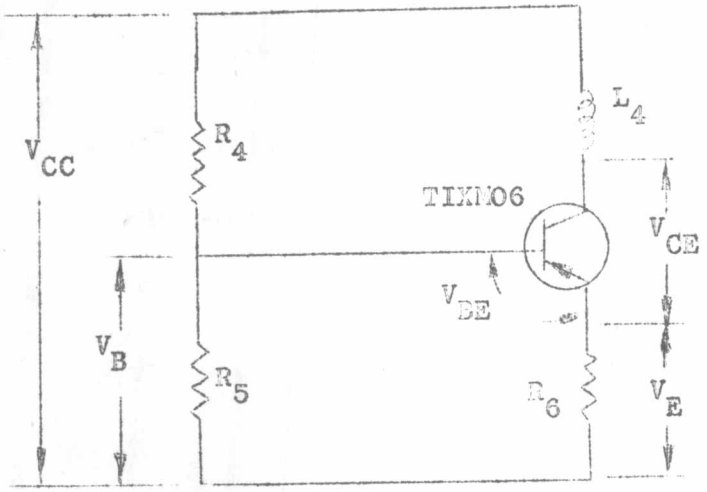
$$X_{C4} = 1/\omega C_4 \qquad (2.80)$$

และ $$R_3 = 10\, X_{C4} \qquad (2.81)$$

ค่า maximum power dissipation

$$P_{DISP(max)} = (V_{CC}/2)^2/(R_3 + R_2) \qquad (2.82)$$

2.9.2 การคำนวณหา bias resister ที่ภาค mixer



รูปที่ 2.19 รูปแสดงการหาค่า bias resistance ที่จุด Quiescent point

จาก data sheet ของทรานซิสเตอร์ TIXM06 h_{fe} จะมีค่ามากที่สุด เมื่อ I_C อยู่ในช่วง 1.5 mA ถึง 2.5 mA และ V_{CE} จะมีค่าประมาณ 10 โวลท์

ดังนั้นที่จุด Q-point เราจะเลือกให้ I_E = 2 mA และ V_{CE} เท่ากับ 10 volts supply voltage = 12 volts

จากรูป 2.19

$$R_6 = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_E} \qquad (2.83)$$

จาก expression ของ current stability (ref 1) ค่า current stability factor s คือ

$$S = 1 + \frac{R_5 R_4}{(R_5+R_4) R_6} \quad (2.84)$$

$$R_5 = \frac{(S - 1) R_6 R_4}{R_4-(S-1) R_6} \quad (2.85)$$

$$\frac{V_{CC}}{R_4+ R_5} = \frac{V_B}{R_5} \quad (2.86)$$

$$R_4 = \frac{(V_{CC} - V_B) R_5}{V_B} \quad (2.87)$$

$$R_5 = R_6 (S - 1)(1 + \frac{V_B}{V_{CC}-V_B}) \quad (2.88)$$

จาก $V_B = V_E + V_{BE} = I_E R_6 + V_{BE}$ (2.89)

จาก data sheet ของ TIXM05

V_{BE} = 0.3 volts

เราจะเลือกให้ค่า stability factor s = 3 ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ชนิดเยอรมันเหมาะทำงานได้ดีที่ + 60°C และ V_{BE} ของ TIXM05 จะมีค่าประมาณ 0.3 โวลท์

ค่า maximum power dissipation

$$P_{DIST(max)} = I_E V_{CE} \quad (2.90)$$

ค่า maximum allowable ambient temperature หาได้จาก

$$T_{(max)} = \frac{P_{rated} - P_{DISP\ (max)}}{\text{Power derating factor}} + 25^{\circ}C \qquad (2.91)$$

2.9.3 การคำนวณหาค่า bias resistance ที่ภาค oscillator transistor TIXM07 มีค่า emitter current I_E = 2 mA และ V_{CE} = 10 V

ค่า emitter resistance R_{10} (ดูรูป 2.2 จะต้องมีค่ามากพอที่จะไม่ให้เกิด loss ของ feedback signal เราหาค่า R_{10} ได้จาก

$$R_{10} = (V_{CC} - V_{CE})/I_E \qquad (2.92)$$

แต่ในทางปฏิบัติเราจะให้ค่า R_{10} ประมาณ 1.5 เท่า ของค่าที่คำนวณได้

และค่า V_{BE} จาก data sheet ของ TIXM07 $\approx$ 0.3 V

$$\therefore V_B = I_E R_{10} + 0.3 \qquad (2.93)$$

ผลของ R_8 และ R_9 จะมีต่อ stability factor นั้นน้อย เราจึงใช้ค่า S = 2 หรือน้อยกว่า (ถ้า S = 3 จะมีค่ามากไปกว่าความเป็นจริงตามที่ปฏิบัติมา) (ref 1)

2.10 สรุปผลของการคำนวณ

ค่าต่าง ๆ ที่คำนวณได้โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ สรุปไว้ใน table เทียบกับค่าต่าง ๆ ของวงจร prototype ที่สร้างโดย staff ของบริษัท Taxas Instrument (ดูรูป 2.2) ส่วนเรื่องหน่วย ชี้แจงไว้ในหมายเหตุท้าย table

ตารางที่ 1 ผลการคำนวณเปรียบเทียบกับค่าของ บริษัท เท็คซัส

ค่าของ	จากวงจร prototype	คำนวณจาก Computer
L_1	0.12	0.1198
L_2	0.065	0.067
L_3	0.080	0.078
L_4	2.0	1.694
L_5	0.077	0.0767
C_1	6.8 (เลือก)	6.8 (เลือก)
C_2	18 (เลือก)	18 (เลือก)
C_3	10.0	10.0
C_4	39.1	33.0
C_5	8.1	8.2
C_6	47.0	39.0
C_7	-	ไม่ได้คำนวณ
C_8	4.7	5.509
C_9	ไม่มี	ไม่มี
C_{10}	-	ไม่ได้คำนวณ
C_{11}	-	ไม่ได้คำนวณ
C_{12}	-	ไม่ได้คำนวณ
C_{N1}	3.3	2.894
C_{N2}	8.2	ไม่ได้คำนวณ

ตารางที่ 1 ผลการคำนวณเปรียบเทียบกับค่าของบริษัท เท็คซัส (ต่อ)

ค่าของ	จากวงจร prototype	คำนวณจาก Computer
R_1	-	ไม่ได้คำนวณ
R_2	1k	1k
R_3	680	820
R_4	10k	12k
R_5	3.3k	2.7k
R_6	1k	1k
R_7	ไม่มี	ไม่มี
R_8	8.2	5.6
R_9	2.2	2.2
R_{10}	1.5	1.5

หมายเหตุ ค่าที่ไม่ได้คำนวณ เป็นค่าที่ต้องหาโดยการทดลองจากวงจรจริง ส่วนหน่วยต่าง ๆ ที่ใช้คือ ความต้านทานมีหน่วยเป็นโอห์ม อินดักแตนซ์ มีหน่วยเป็น ไมโครเฮนรี และคาปาซิแตนซ์ มีหน่วยเป็น ไมโครฟาหรัด