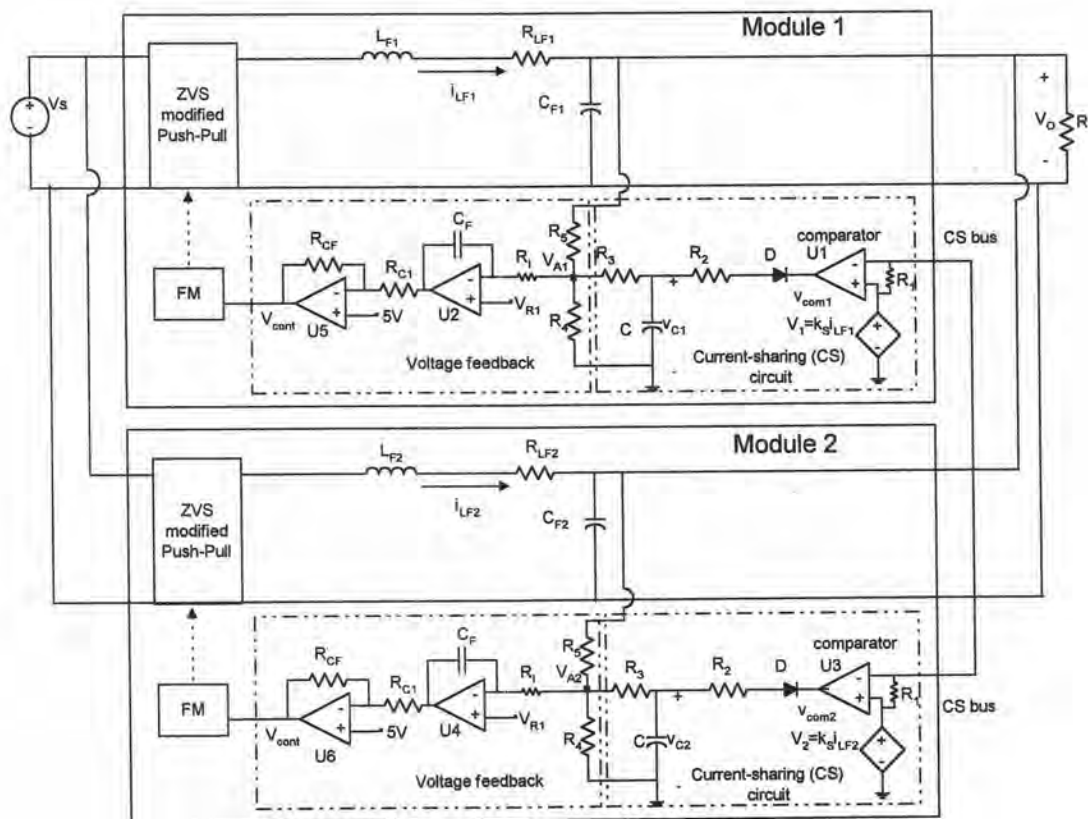


บทที่ 4

การขนานวงจรพุก-พุลตัดแปรแบบสวิทช์แรงดันศูนย์

ในบทก่อนได้กล่าวถึง การขนานวงจรทอนระดับแบบเคโมเตรคิก โดยในบทนี้จะนำผลจากบทก่อนมาปรับใช้กับการขนานวงจรพุก-พุลตัดแปร ดังรูปที่ 4.1 ส่วนที่เปลี่ยนแปลงไปมีออปแอมป์ U5 และ U6 ที่เพิ่มเข้าไป เพื่อชดเชยอัตราขยายที่เป็นลบของวงจรกำลัง และเปลี่ยนจากการมอดูเลตความกว้างพัลส์(PWM)เป็นการมอดูเลตความถี่(FM) ในส่วนแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการควบคุมการแบ่งจ่ายกระแสต้องหาใหม่ดังแสดงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 4.1 การขนานของวงจรพุก-พุลตัดแปรแบบสวิทช์แรงดันศูนย์

4.1 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการแบ่งจ่ายกระแสของวงจรพุก-พุลตัดแปรแบบสวิทช์แรงดันศูนย์

เพื่อหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรกำลังในรูปที่ 4.1 จะสมมุติว่า

ก) ไม่มีความต้านทานในเส้นลวด

ข) V_s มีค่าคงที่

ค) ความไม่สมมาตรของวงจรกำลังเกิดจากความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำด้านนอกเป็นหลัก

ง) การคงค่าแรงดันดีมาจนกระทั่ง v_o คงที่ หรือ $\hat{v}_o = 0$

โดยวิธีการเดียวกับในบทก่อน (รูปที่ 3.7) จะได้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก ดังแสดงในรูปที่ 4.2 และได้ฟังก์ชันโอนย้ายของแต่ละโมดูล ดังสมการ (4.1)

$$\frac{\hat{i}_{LF}}{\hat{f}} = \frac{G_{CS}}{1 + \frac{s}{\omega_L}} \quad (4.1)$$

โดยที่

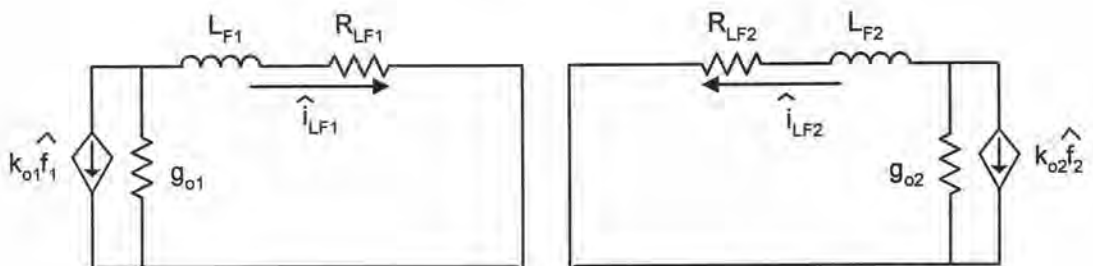
$$\omega_L = \frac{(R_{LF} + \frac{1}{g_0})}{L_F}, \quad G_{CS} = \frac{-k_0}{g_0(R_{LF} + \frac{1}{g_0})}$$

4.2 การคำนวณหาความถี่ ω_{CS} และแอมพลิจูดของกระแสอสซิลเลตของ \hat{I}_{LF}

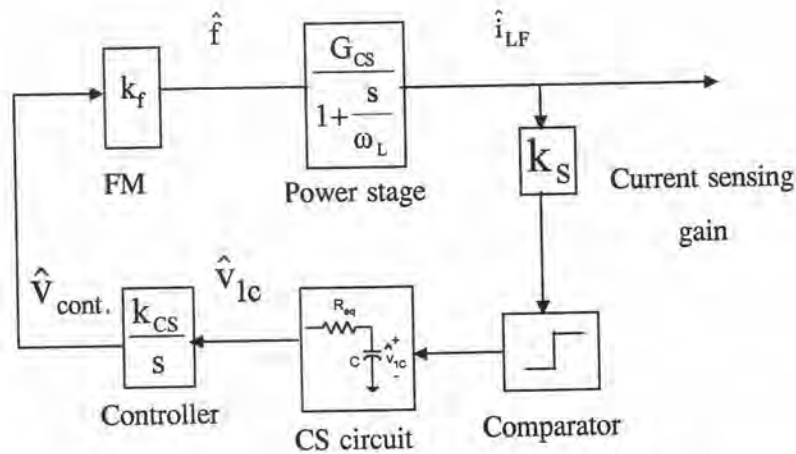
แผนภาพบล็อกของวงรอบกระแส ของแต่ละโมดูล แสดงในรูปที่ 4.3 และฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคুমค่าเป็นดังสมการ (4.2)

$$\frac{\hat{V}_{cont}}{\hat{V}_{IC}} = \frac{k_{CS}}{s} \quad (4.2)$$

โดยที่ $k_{CS} = \frac{R_3 // R_4 // R_5}{R_3} \times \frac{1}{C_F(R_1 + R_3 // R_4 // R_5)} \times \frac{R_{CF}}{R_{C1}}$



รูปที่ 4.2 แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของการขนานกันของวงจรพุ่ม-พูลต์คัตแปรแบบ ZVS



รูปที่ 4.3 แผนภาพบล็อกของวงรอบกระแส

ความถี่ของการออสซิลเลต ω_{cs} ถูกกำหนดจากเฟสของวงรอบกระแสดังต่อไปนี้

$$\tan^{-1} \frac{\omega_{CS}}{\omega_c} + \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{\omega_{CS}}{\omega_L} = \pi \tag{4.3}$$

โดยที่
$$\omega_{CS} = 2\pi f_{CS} = \frac{2\pi}{T_{CS}} = \sqrt{\omega_c \omega_L} \tag{4.4}$$

แอมพลิจูด \hat{I}_{LF} ของการออสซิลเลตของกระแสตัวเหนี่ยวนำหาได้จากวงรอบของกระแสในรูปที่ 4.3 และสมการ (3.8), (3.9) ดังนี้

$$\hat{I}_{LF} = V_{icm} \times \frac{k_{CS}}{\omega_{CS}} k_f \frac{G_{CS}}{\sqrt{1 + \frac{\omega_{CS}^2}{\omega_L^2}}} \tag{4.5}$$

สมการ (4.5) ได้จากข้อสมมุติที่ว่า $R_{LF1} = R_{LF2}$ อย่างไรก็ตามเมื่อ $R_{LF1} \neq R_{LF2}$ จะได้เหมือนกรณีการขนานวงจรทอนระดับคือ ความถี่การออสซิลเลต ω_{cs} ของกรณีนี้ จะเป็นดังสมการ (4.6)

$$\omega_{CS} = \sqrt{0.5\omega_c(\omega_{L1} + \omega_{L2})} \tag{4.6}$$

หรืออาจกล่าวได้ว่า เราต้องแทน ω_L ในสมการ(4.4)ด้วยค่าเฉลี่ย $\omega_L(av) = 0.5(\omega_{L1} + \omega_{L2})$ ส่วนขนาดการออสซิลเลตของกระแส \hat{I}_{LF} หาได้โดยแทน ω_L ด้วย $\omega_L(av)$ ในสมการ (4.5)

4.3 วงจรตรวจวัดความเค้นเพื่อใช้ในการขนาน

เมื่อเขียนสมการของแรงดันคร่อมสวิทช์ขณะนำกระแส จะได้

$$V_{DS}(ON) = I_{DS}R_{DS} \quad (4.7)$$

โดยที่ $R_{DS} \propto T_j^x$

เมื่อ I_{DS} = กระแสผ่านสวิทช์, x เป็นค่าคงที่ของ MOSFET แต่ละเบอร์ซึ่งได้จาก databook และ T_j = อุณหภูมิที่หัวต่อของ MOSFET

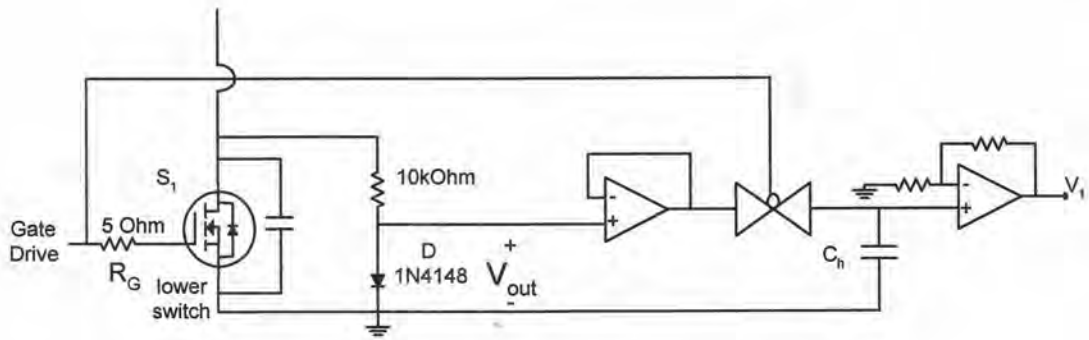
ดังได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 ถึงนิยามของความเค้นว่า หมายถึงถึงทั้งกระแสและอุณหภูมิของสวิทช์ ดังนั้นจึงอนุมานได้ว่า

$$\text{ความเค้น} \propto V_{DS}(ON) \quad (4.8)$$

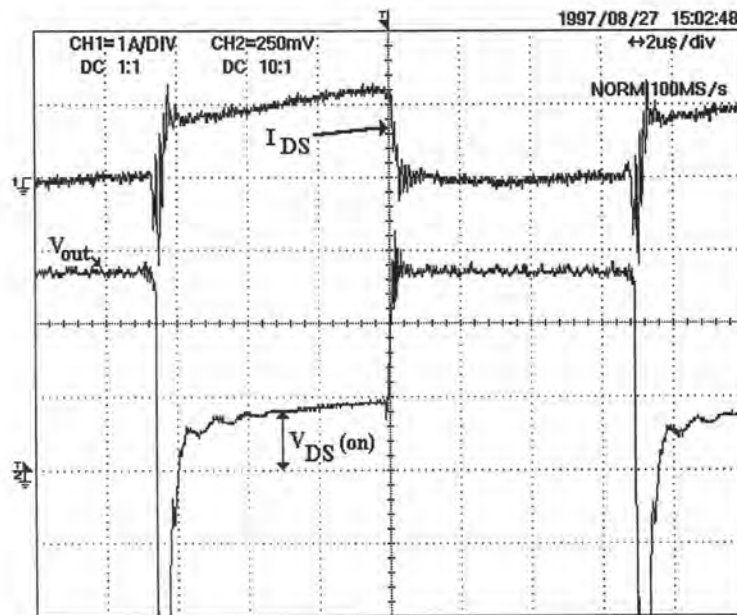
วงจรตรวจวัดความเค้นแสดงในรูปที่ 4.4 ก) ในที่นี้จะสมมติว่าสวิทช์ S_1 และ S_2 อยู่บน heat sink ตัวเดียวกัน ดังนั้น T_j เท่ากัน และ เพราะความสมมาตรของวงจรขับนำสวิทช์ กระแสผ่านสวิทช์ทั้งสองตัวจึงมีค่าเท่ากัน จึงทำการวัด $V_{DS}(ON)$ เพียงในตัวกลางเท่านั้น ไลโคค D จะทำหน้าที่แคลมป์แรงดัน V_{DS} ขณะ 'off' ให้มีค่าเพียงแรงดันไปหน้า V_D และ ขณะสวิทช์ 'on' แรงดัน V_{DS} มีค่าน้อยกว่า V_D ดังนั้นไลโคคจะไม่นำกระแส (off) จึงได้แรงดันที่ขั้ว $V_{OUT} = V_{DS}(ON)$ จากนั้นใช้ analog switch เก็บค่าเฉพาะค่า $V_{DS}(ON)$ และ hold ไว้ที่ตัวเก็บประจุ C_h แล้วจึงนำค่าที่ hold ไว้ไปป้อนกลับที่ค่า V_i ในรูปที่ 4.1

รูปแรงดันของ V_{out} และกระแส I_{DS} แสดงดังรูปที่ 4.4 ข) จะพบว่า $R_{DS}(ON)$ ที่ได้จากกราฟเท่ากับ 0.2Ω ซึ่งใกล้เคียงกับค่าใน databook ซึ่ง IRF 640 มี $R_{DS}(ON) = 0.18 \Omega$

อย่างไรก็ตามเพราะวงจรมีความยุ่งยากและข้อจำกัดในเรื่องเวลาของการวิจัย ดังนั้นในที่นี้จึงใช้วิธีการแบ่งจ่ายกระแส ซึ่งมีวงจรตรวจวัดกระแสแสดงในรูปที่ 4.5 ใช้ R_s เท่ากับ $33 \text{ m}\Omega$ ในการวัดกระแส i_{LF} แล้วนำแรงดันที่ได้ผ่านวงจรขยายกลับเฟสซึ่งมีอัตราขยาย 30 เท่า แรงดันออก V_i จะถูกส่งไปเปรียบเทียบกับวงจรเปรียบเทียบ ส่วน C ค่า 100 pF ในรูปที่ 4.5 ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่การสวิทช์ ไม่ให้ไปรบกวนการทำงานของวงจรเปรียบเทียบ



ก) วงจรวัดความเค้นของสวิตช์ตัวล่าง



ข) รูปคลื่นที่ได้ (I_{DS} และ V_{out})

รูปที่ 4.4 วงจรตรวจวัดความเค้นและรูปคลื่น

4.4 การออกแบบวงจรควบคุม

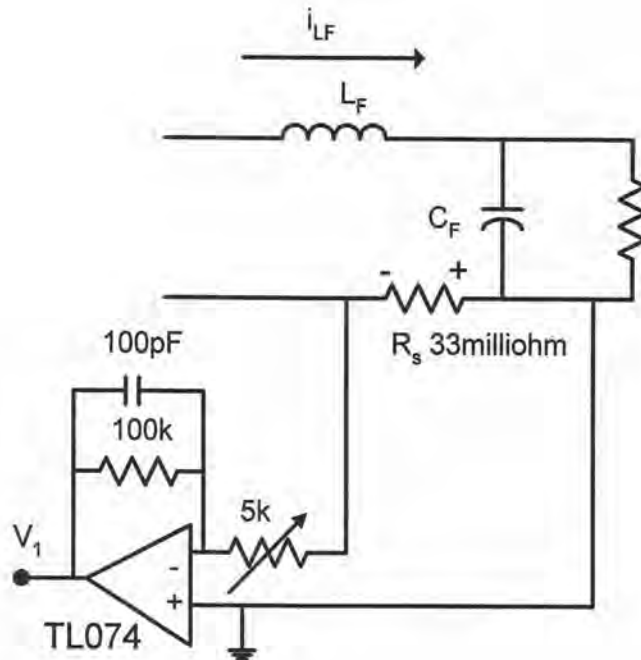
ดังรูปที่ 4.1 วงจรควบคุมแบ่งเป็น วงจรมอดูเลตความถี่ (FM) วงจรป้อนกลับแรงดัน (voltage feedback) และวงจรแบ่งจ่ายกระแส (current-sharing (CS) circuit)

4.4.1 วงจรมอดูเลตความถี่

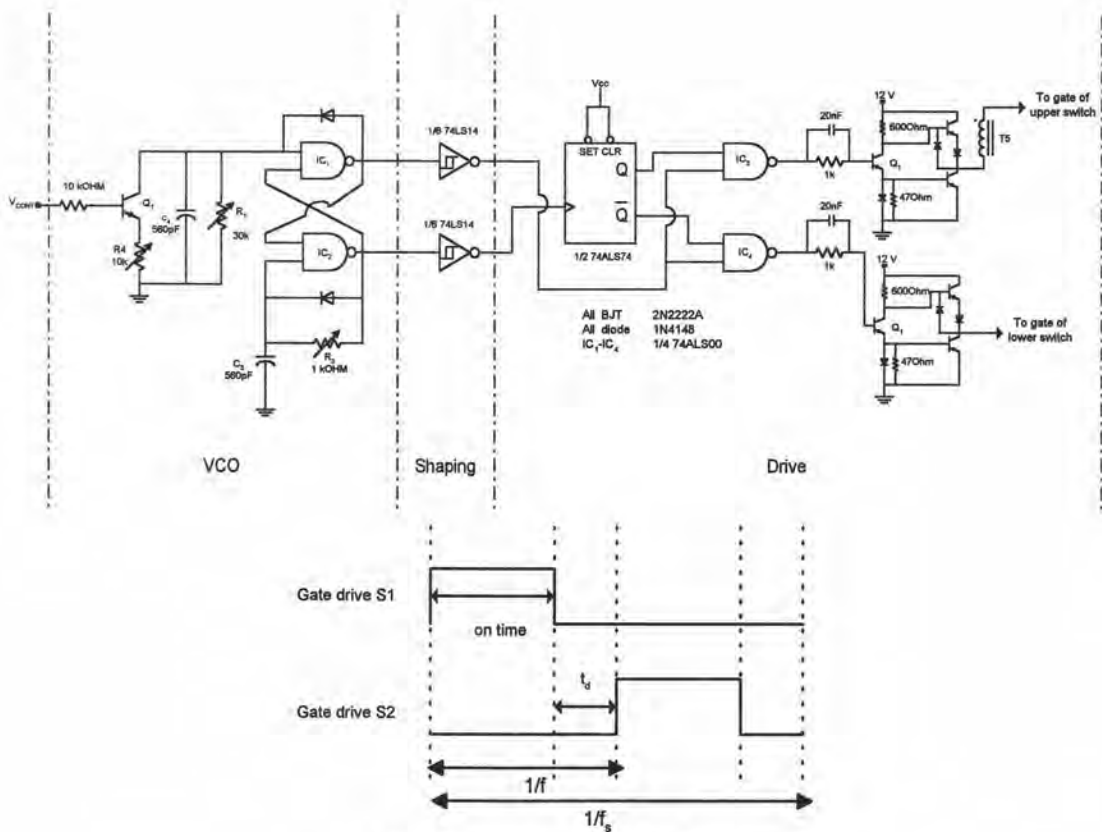
วงจรมอดูเลตความถี่ประกอบด้วย 3 ส่วน คือ วงจรแกว่งควบคุมโดยแรงดัน (VCO) วงจรจัด
 มาตรฐานรูปคลื่น(shaping) และ วงจรขับนำ(drive) ดังรูปที่ 4.6 (Javanoic, Tabisz, and Lee, 1988)

วงจรมอดูเลตความถี่จะสร้างสัญญาณความถี่ ซึ่งมีช่วงเวลาพัก dead time t_d คงที่ และมีหลักการ
 ทำงานดังนี้ เกต NAND ในวงจร VCO ทำหน้าที่เป็นวงจร latch R_3 และ C_3 จะกำหนด dead
 time ของสัญญาณขับนำสวิตช์ C_4 , R_1 จะกำหนดช่วงเวลา on time เมื่อ $V_{cont} < V_{BE}$ ของ Q_1 แต่
 เมื่อ $V_{cont} \geq V_{BE}$ ของ Q_1 Q_1 จะทำหน้าที่เสมือนแหล่งกระแสควบคุมโดยแรงดัน V_{cont} เพื่อไปคาย
 ประจุใน C_4 หรืออาจกล่าวได้ว่า V_{cont} ควบคุมช่วงเวลา on time ของสัญญาณขับนำสวิตช์

เนื่องจากสัญญาณที่ด้านออกของ VCO ขึ้นลงช้า ทำให้ไม่อาจทำงานร่วมกับวงจรตรรกะได้
 ดังนั้นจึงต้องจัดสัญญาณรูปคลื่นให้เป็นคลื่นสี่เหลี่ยมโดยวงจรวจรจัดมาตรฐานรูปคลื่น จากนั้นวงจรมอดูเลต
 ขับนำจะกระจายสัญญาณไปขับนำสวิตช์ ในส่วนการขับนำสวิตช์ตัวบนจะใช้ขดลวด T_5 ซึ่งมี
 จำนวนรอบเท่ากับขดลวด T_2 (รูปที่ 2.1) และพันบนแกนเดียวกันเพื่อชดเชยแรงดันที่ขดลวด T_2 (นที
 สุขุมตันติ, 2538) และเพราะวงจรมอดูเลตความถี่สูง จึงใช้ R_G เท่ากับ 5Ω (ดูรูปที่ 4.4 ก)

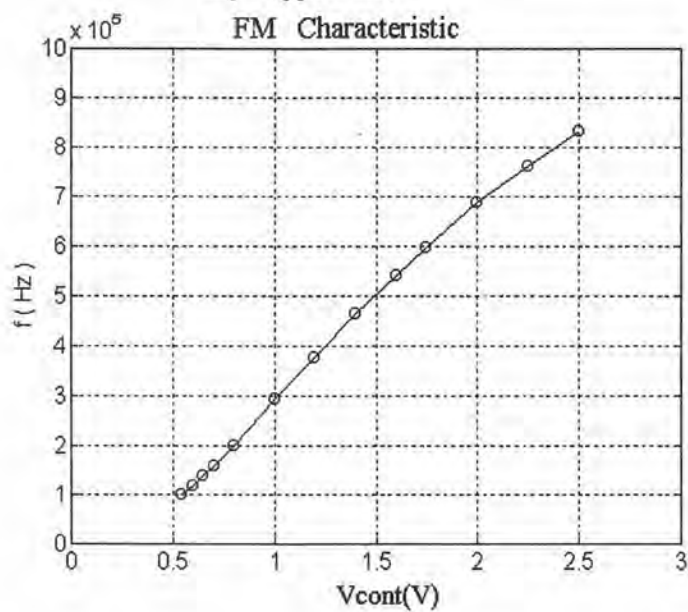


รูปที่ 4.5 วงจรตรวจวัดกระแส i_{LF}



รูปที่ 4.6 วงจรมอดูเลตความถี่ (FM)

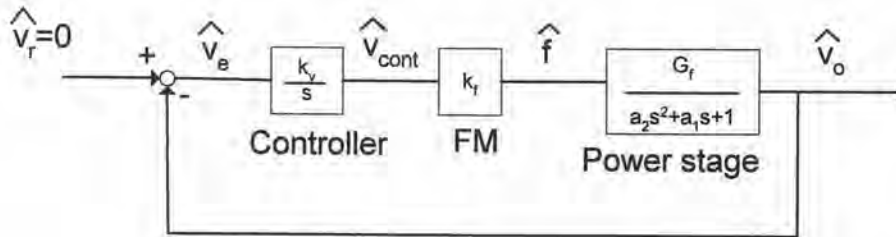
ลักษณะสมบัติของวงจร FM แสดงดังรูปที่ 4.7 ซึ่งมีความชัน $k_f = 417 \text{ kHz/V}$ และ f ในรูปที่ 4.7 คือ ความถี่การแปลงผัน = $2f_s$ (ดูรูปที่ 4.6)



รูปที่ 4.7 ลักษณะสมบัติของวงจร FM

4.4.2 วงจรป้อนกลับแรงดัน

จากรูปที่ 4.1 เราเขียนแผนภาพบล็อกของการป้อนกลับแรงดันเมื่อละเลยผลของแรงดัน V_C ได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 แผนภาพบล็อกของการป้อนกลับแรงดัน

ฟังก์ชัน โอนย้ายของวงจรคุ่มค่าหาได้โดยให้ $\hat{v}_c = 0$

$$\frac{\hat{v}_{cont}}{\hat{v}_e} = \frac{k_v}{s} \quad (4.9)$$

$$\text{โดยที่ } k_v = -\frac{R_3 // R_4 // R_5}{R_5} \times \frac{1}{C_f(R_1 + R_3 // R_4 // R_5)} \times \frac{R_{CF}}{R_{C1}}$$

ในทางปฏิบัติ R_3 ในสมการ (4.9) อาจถูกละเลย เพราะโดยปกติ $R_3 \gg R_4 // R_5$

อัตราขยายของ FM (k_f) คือค่าความชันของกราฟในรูปที่ 4.7 ซึ่งมีค่าเท่ากับ 417 kHz/V

ให้ ω_v เป็นความถี่ตัดข้าม ซึ่งควรให้ $\omega_v < \omega_r / 10$ เมื่อความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร

กำลัง $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{a_2}}$ ω_v จะสัมพันธ์กับอัตราขยาย k_v ดังนี้

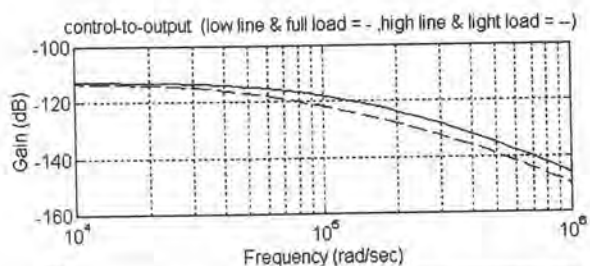
$$k_v = \frac{\omega_v}{k_f G_f} \quad (4.10)$$

เมื่อใช้พารามิเตอร์ของวงจรที่ได้จากบทที่ 2 จะได้พารามิเตอร์ดังนี้; $G_f = -2.3 \times 10^{-6}$ V.s, $G_s = 6.1 \times 10^{-2}$, $a_2 = 4 \times 10^{-11}$ s², $a_1 = 1.8 \times 10^{-5}$ s, $k_0 = -2.2 \times 10^{-4}$ A.s, $g_0 = 35$ S (กรณีนี้ใช้ค่า $R_{LF} = 0.4 \Omega$ คือค่าความต้านทานที่ใช้วัดกระแส 33 mΩ และ ความต้านทานของ L_f ที่ความถี่ 300 kHz ซึ่งประมาณว่ามีค่า 0.37 Ω) เมื่อใช้พารามิเตอร์เหล่านี้ในการหาค่าผลตอบเชิงความถี่ จะได้กราฟของอัตราขยาย \hat{v}_o / \hat{f} และ \hat{v}_o / \hat{v}_s ดังในรูปที่ 4.9 ก) และ ข)

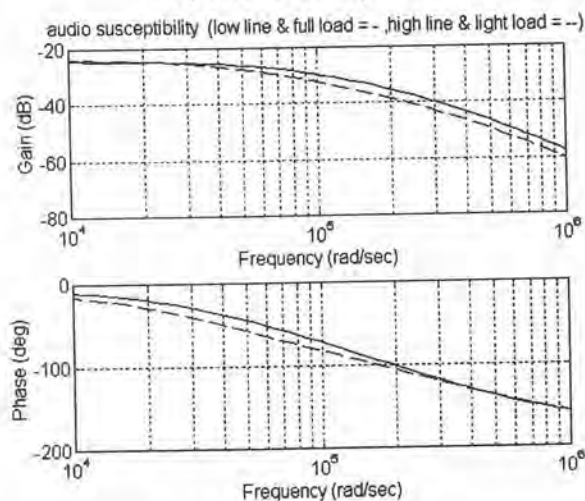
เราเลือกให้ $\omega_v = 7 \text{ krad/s}$ เมื่อแทน ω_v, k_f, G_f, H ในสมการ (4.10) จะได้ $k_v = -7.3 \text{ ks}^{-1}$ จากนั้นแทน k_v ในสมการ (4.9) จะได้ $R_{CF} = R_{CI} = 10 \text{ k}\Omega$, $C_F = 10 \text{ nF}$, $R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ โดยอัตราขยายวงรอบที่ชดเชยโดยอินทิเกรเตอร์แบบขั้วออกแสดงดังรูปที่ 4.9 ค)

4.4.3 วงจรแบ่งจ่ายกระแส

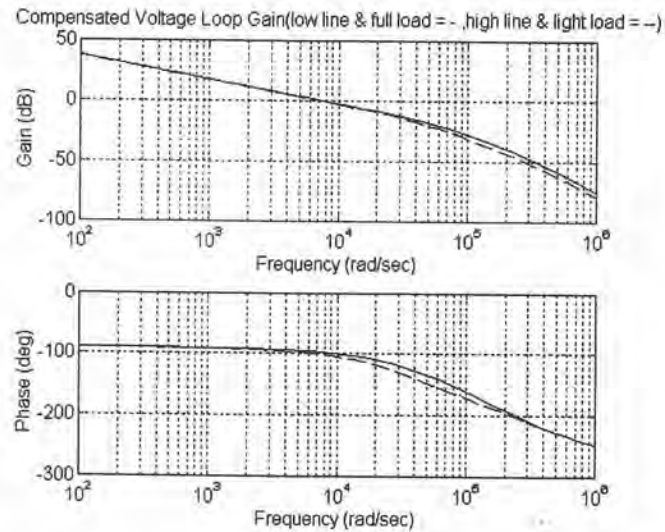
เพื่อให้การกระเพื่อมเนื่องจาก V_C ของกระแส I_{LF} มีค่าไม่มากนัก จะเลือก $R_3 = 10R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ และเลือก $R_3/R_2 = 10$ ดังนั้น $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ ส่วนไดโอด D และวงจรเปรียบเทียบในรูปที่ 4.1 จะแทนด้วย open collector comparator LM311 ซึ่งมี $V_F = V_{CE} = 0.03 \text{ V}$ โดยแทนค่า $R_3, R_2, D_{CS} = 0.5$ และ $V_R = 2.5 \text{ V}$ ลงในสมการ (3.2) จะได้ $V_C(av) = 0.441 \text{ V}$



ก) อัตราขยาย \hat{v}_o / \hat{f}



ข) อัตราขยาย \hat{v}_o / \hat{v}_s



ก) อัตรายาววงรอบ เมื่อชดเชยโดยอินทิเกรเตอร์แบบขั้วออก
รูปที่ 4.9 ผลตอบเชิงความถี่

เมื่อคิดผลของ $V_{C(av)}$ และ R_3 สมการ (3.3) จะให้ $V_O \neq 5 \text{ V}$ เพื่อให้ได้ $V_O = 5 \text{ V}$ ต้องปรับ R_4 เป็น $10.9 \text{ k}\Omega$

เมื่อแทน $R_{LF} = R_S = 33 \text{ m}\Omega$ (ความถี่การตอบสนองมีค่าต่ำ ดังนั้นจึงคิดเพียงความต้านทานที่ใช้ตรวจวัดกระแส), $g_O = 35 \Omega^{-1}$, $k_0 = -2.2 \times 10^{-4} \text{ A}\cdot\text{s}$ และ $L_F = 1.18 \text{ }\mu\text{H}$ ในสมการ (4.1) จะได้ $\omega_L = 52 \text{ krad/s}$, $G_{CS} = 102 \times 10^{-6} \text{ A}\cdot\text{s}$ โดยการเลือก $\omega_{CS} = 5.6 \text{ krad/s}$ จากสมการ (4.4) จะได้ $\omega_C = 600 \text{ rad/s}$ แต่จากสมการ (3.6) $R_{eq} = R_3 // (R_2 / D'_{CS}) = 1.67 \text{ k}\Omega$ ($D'_{CS} = 0.5$)

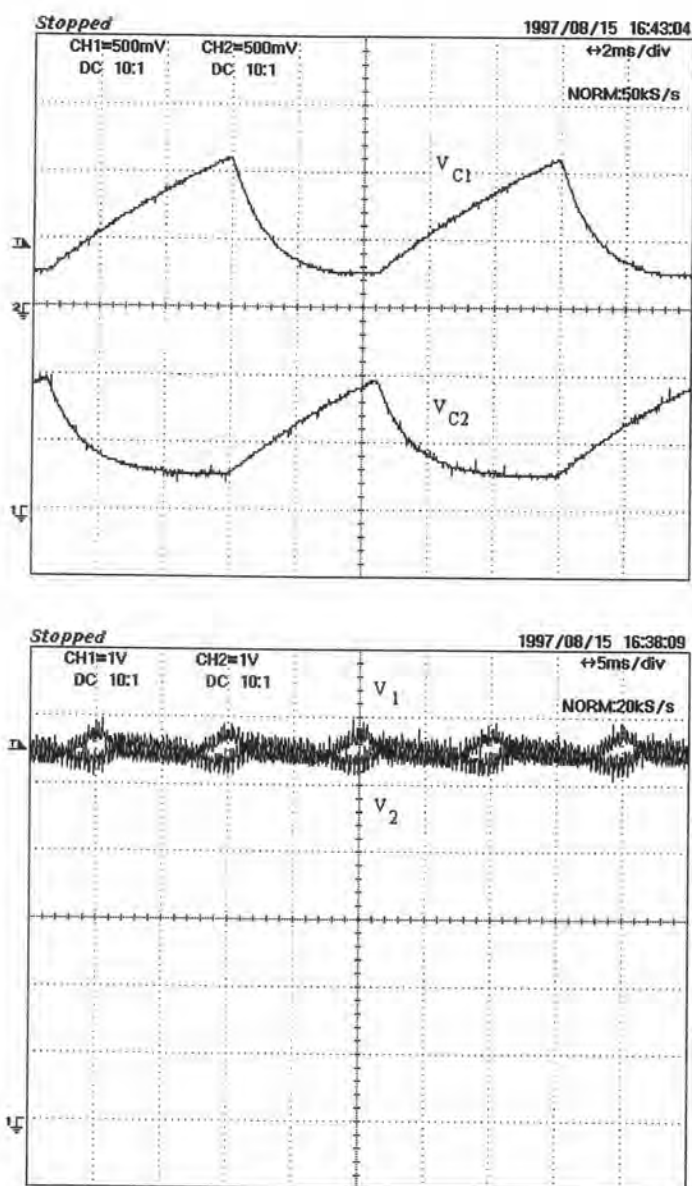
เมื่อแทนค่า R_{eq} และ ω_C ในสมการ (3.11) จะได้ $C = 100 \text{ nF}$ และเมื่อแทนค่าต่างๆ ของวงจรคุมค่าแรงดัน (หัวข้อ 4.4.2) ในสมการ (4.2) ได้ $k_{CS} = 694 \text{ s}^{-1}$

แทน $V_R = 2.5 \text{ V}$, $V_{C(av)} = 0.441 \text{ V}$, $C = 100 \text{ nF}$, $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ และ $T_{CS} = 11.1 \text{ ms}$ ในสมการ (3.8) และ (3.9) จะได้ $V_{cpp} = 0.113 \text{ V}$, $V_{1cm} = 0.046 \text{ V}$ จากนั้น จึงแทนค่า V_{1cm} ลงในสมการ (4.5) จะได้ $\hat{I}_{LF} = 0.24 \text{ A}$

ในทางปฏิบัติเราจำเป็นต้องเติมวงจรกรอง R-C ทางด้านเข้าของวงจรเปรียบเทียบกับโดยต่อ C_{filter} คร่อมขั้ว+ และขั้ว- ของวงจรเปรียบเทียบกับ R_{filter} ต่อขั้ว+ กับแรงดัน V_1 เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวน กรณีนี้เลือกให้ความถี่ตัดข้ามของวงจรกรอง $\omega_{RC} = 10\omega_{CS} = 56 \text{ krad/s}$ ดังนั้น $R_{filter} = 18 \text{ k}\Omega$, $C_{filter} = 1 \text{ nF}$

4.5 ผลการทดลอง

ค่าต่าง ๆ ตามที่ออกแบบไปแล้ว ได้ผลการทดลอง ดังรูปที่ 4.10 จากรูปจะได้ $\hat{I}_{LF}=0.4$ A และ $f_{CS}=100$ Hz มีความคลาดเคลื่อนของกระแสที่ภาวะอยู่ตัวเล็กน้อย อันเป็นผลมาจากความไม่เท่ากันของ R_3, R_4, R_5 และ V_R ดังได้กล่าวต่อไปแล้ว พบว่าค่าที่ได้คลาดเคลื่อนไปจากการออกแบบคือค่าความถี่ f_{CS} ต่ำไปจากที่ได้ออกแบบถึง 6 เท่า อย่างไรก็ตามจะพบว่า การแบ่งจ่ายกระแสได้ผลเป็นที่น่าพอใจ



รูปที่ 4.10 ผลการทดลองของการขนานวงจรฟูลคัตแคปเรแบบสวิทช์แรงดันศูนย์
เมื่อกระแสต้านออกของแต่ละโมดูลคือ 5.5 A