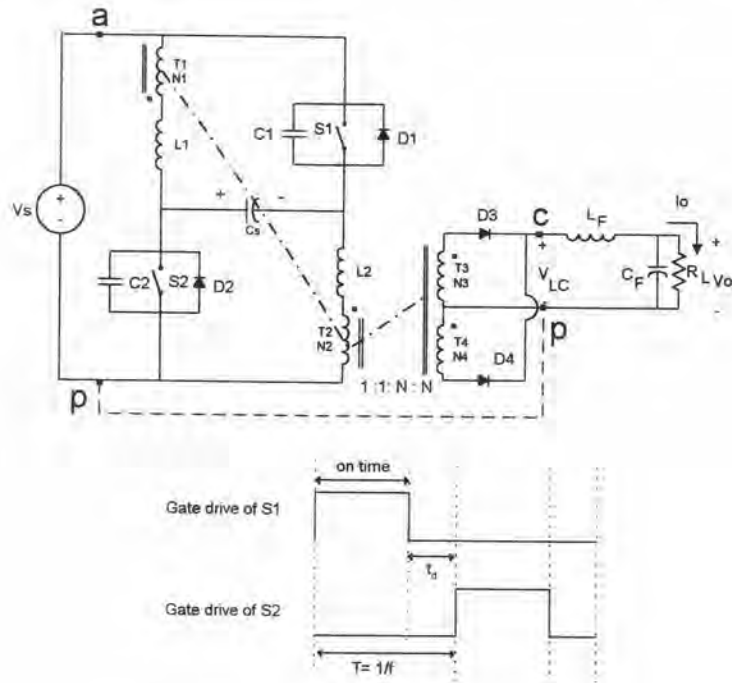


## บทที่ 2

### วงจรพุก-พุกตัดแปรแบบสวิทช์แรงดันศูนย์ และแบบจำลอง

#### 2.1 หลักการทำงาน

รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพุก-พุกตัดแปรแบบสวิทช์แรงดันศูนย์ (ZVS modified push-pull) ตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  คือ ความเก็บประจุของ MOSFET และตัวเก็บประจุซึ่งอาจเดิมเข้าไป ส่วน  $L_1, L_2$  คือความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง และตัวเหนี่ยวนำที่อาจเดิมเข้าไป



รูปที่ 2.1 วงจรพุก-พุกตัดแปรแบบสวิทช์แรงดันศูนย์

$$N = N_3/N_1 \text{ และ } N_1 = N_2, N_3 = N_4$$

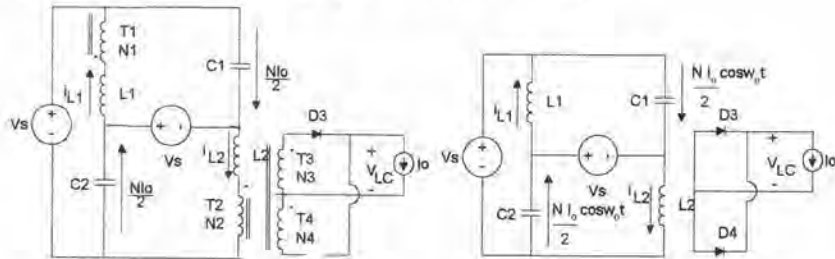
เพื่อให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้น เราจะสมมติว่า

- กระแสตัวเหนี่ยวนำด้านออกคงที่ และจะแทน  $L_F$  ด้วยแหล่งกระแส  $I_0$
- ไม่มีแรงดันตกคร่อมสวิทช์ เมื่อนำกระแส และ ละเอียดผลของแรงดันตกคร่อม  $L_1$  และ  $L_2$  ที่มีต่อค่าของแรงดันด้านออก  $V_0$

ค)  $L_1 = L_2 = L$  และ  $C_1 = C_2 = C$

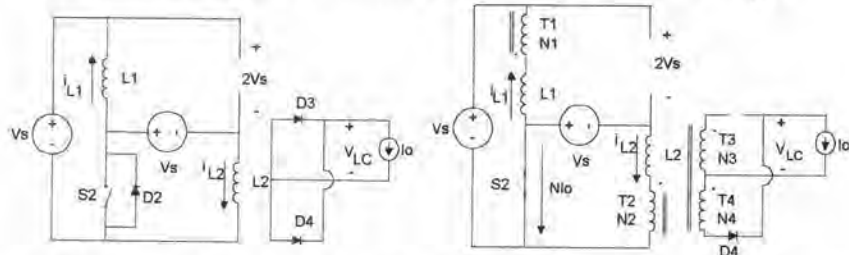
ง) หม้อแปลงที่ใช้เป็นอุดมคติ (ละเลยความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก)

จ) สามารถ แทนตัวเก็บประจุ  $C_s$  ด้วยแหล่งแรงดัน  $V_s$



ก) Constant capacitor current stage

ข) Resonant stage



ค) Constant inductor voltage stage

ง) Energy transfer stage

รูปที่ 2.2 รูปลักษณะวงจรในแต่ละช่วงการทำงาน

ก) กระแสผ่านตัวเก็บประจุคงที่  $[T_0, T_1]$

ข) เรโซแนนซ์  $[T_1, T_2]$

ค) แรงดันคงที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำ  $[T_2, T_3]$

ง) ส่งผ่านพลังงาน  $[T_3, T_4]$

รูปที่ 2.2 แสดงรูปลักษณะวงจรในแต่ละช่วงเวลาการทำงาน รูปที่ 2.3 แสดงรูปคลื่นของวงจรในแต่ละช่วงเวลา

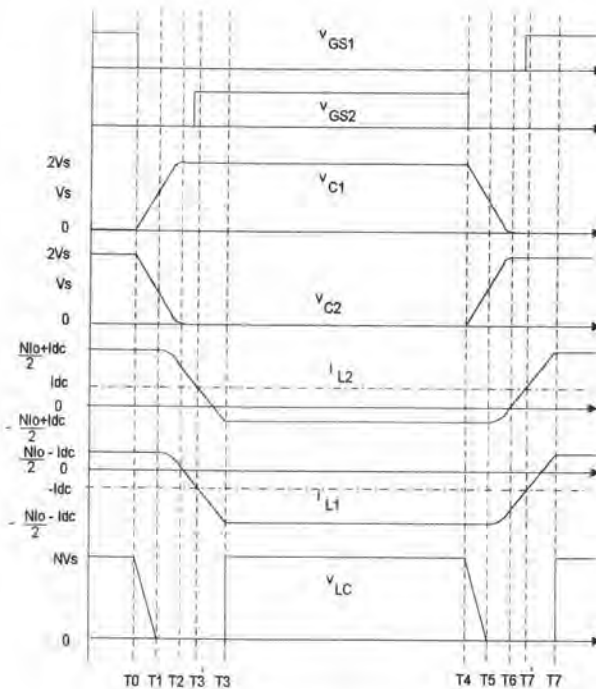
หลังจากสวิตช์  $S_1$  ตัดวงจรแรงดัน  $V_{C1}$  เป็นศูนย์ แต่แรงดัน  $V_{C2}$  คือ  $2V_s$  กระแสไหล  $I_0$  ไหลผ่าน  $D_3$  และกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $i_{L1}$  และ  $i_{L2}$  คือ  $\frac{NI_0}{2} - I_{dc}$  และ  $\frac{NI_0}{2} + I_{dc}$  ตามลำดับ ซึ่ง  $N$  คืออัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง กระแส  $I_{dc}$  อาจหาได้จากหลักสมมูลแอมแปร์-วินาทีของ  $C_s$  (แต่หลักการผลลัพธ์จากการไหลของ  $I_{dc}$  จะถูกหักล้างในขดลวด  $T_1$  และ  $T_2$  (โคทม อาริยา, 2537) ช่วงการทำงานต่างๆมีดังนี้

2.1.1 ช่วงเวลากระแสผ่านตัวเก็บประจุคงที่ (constant capacitor current stage)  $[T_0, T_1]$ , รูปที่ 2.2 ก)

ที่  $t = T_0$ , สวิตช์  $S_1$  ตัด กระแสคงที่  $\frac{NI_o}{2}$  จะไหลผ่าน  $C_1$  และ  $C_2$  ทำให้แรงดันคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  เพิ่มขึ้น และลดลงตามลำดับ ช่วงเวลานี้ถึงสิ้นสุดเมื่อ  $t = T_1$  โดยแรงดัน  $v_{C1} = v_{C2} = V_s$

2.1.2 ช่วงเวลาเรโซแนนซ์ (resonant stage) [ $T_1, T_2$ ], รูปที่ 2.2 ข)

ที่เวลา  $t = T_1$  ไดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  กำลังหมุนเปลว (free wheeling) ดังนั้นแรงดันคร่อม หม้อแปลงเป็นศูนย์  $L_1, L_2$  และ  $C_1, C_2$  จะเรโซแนนซ์กันแบบขนาน กระแสและแรงดันจะเป็นไปตามสมการ (2.1.1)-(2.1.5)  $v_{C2}$  ลดลงอย่างต่อเนื่องจนเป็นศูนย์ ขณะที่  $i_{L1}$  และ  $i_{L2}$  เริ่มที่จะลดลง เพราะแรงดันตกคร่อมมีค่าเป็นลบ ช่วงเวลานี้จึงสิ้นสุด เมื่อ  $v_{C1} = 2V_s$  และ  $v_{C2} = 0$



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นของวงจรแปลงผัน

$$v_{C1}(t) = \frac{NI_o}{2} Z_n \sin \omega_o (t - T_1) + V_s \tag{2.1.1}$$

$$v_{C2}(t) = - \frac{NI_o}{2} Z_n \sin \omega_o (t - T_1) + V_s \tag{2.1.2}$$

$$i_{L1} = \frac{NI_o}{2} \cos \omega_o (t - T_1) - I_{dc} \tag{2.1.3}$$

$$i_{L2} = \frac{NI_o}{2} \cos \omega_o (t - T_1) + I_{dc} \tag{2.1.4}$$

ความถี่เรโซแนนซ์  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , อิมพีแดนซ์ลักษณะ  $Z_n = \sqrt{L/C}$  (2.1.5)

จากสมการ (2.1.1) หรือ (2.1.2) เงื่อนไขการสวิตช์แรงดันศูนย์ คือ

$$V_s \leq \frac{NI_o}{2} Z_n \quad (2.2)$$

2.1.3 ช่วงเวลาแรงดันตัวเหนี่ยวนำคงที่ (constant inductor-voltage stage)  $[T_2, T_3]$ , รูปที่ 2.2 ค)

เมื่อ  $V_{C2} = 0$   $D_2$  เริ่มนำกระแส ดังนั้นแรงดันคงที่  $V_s$  จะตกคร่อม  $L_1$  และ  $L_2$  ทำให้  $i_{L1}$  และ  $i_{L2}$  มีค่าลดลงแบบเชิงเส้น  $S_2$  ควรต่อวงจรในช่วงเวลา ก่อน  $I_{D2} = 0$  ที่  $t = T_3$ . ช่วงเวลานี้สิ้นสุดเมื่อ  $i_{L2} = -\frac{NI_o}{2} + I_{dc}$  ที่  $t = T_3$

2.1.4 ช่วงเวลาส่งผ่านพลังงาน (energy transfer stage)  $[T_3, T_4]$ , รูปที่ 2.2 ง)

เมื่อ  $t = T_3$   $D_3$  หยุดนำกระแส กระแสไหลดไหลผ่าน  $D_4$  และกระแสปฐมภูมิ  $NI_o$  ไหลผ่าน สวิตช์  $S_2$  ช่วงเวลานี้สิ้นสุดเมื่อ  $S_2$  ตัดวงจร และวัฏจักรการแปลงผันครั้งใหม่เริ่มขึ้น

จากช่วงเวลาต่าง ๆ ที่กล่าวแล้ว เมื่อกำหนดค่าเริ่มต้นและค่าสิ้นสุดของแต่ละช่วงเวลา จะได้ช่วงเวลาแต่ละช่วงดังนี้

$$T_1 - T_0 = \frac{2a}{\omega_o} \quad (2.3)$$

$$T_2 - T_1 = \frac{\sin^{-1} 2a}{\omega_o} \quad (2.4)$$

$$T_3 - T_2 = \frac{1}{\omega_o} \times \frac{\sqrt{1-4a^2}}{2a} \quad (2.5)$$

$$T_3 - T_3 = \frac{1}{\omega_o} \times \frac{1}{2a} \quad (2.6)$$

โดยที่ 
$$a = \frac{V_s}{NZ_n I_o}$$

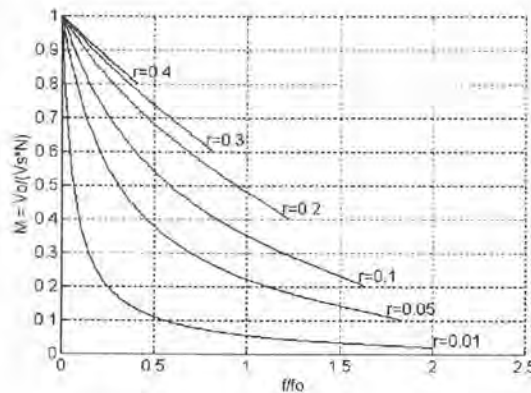
อัตราการแปลงผัน  $M$  หาได้จากการเฉลี่ยแรงดัน  $v_{LC}$  คร่อมวงจรกรอง L-C ด้านออก (โคทม อารียา, 2537) ดังแสดงในสมการ (2.7)

$$M = \frac{V_o}{NV_s} = \frac{T - t_{LT}}{T} = 1 - \frac{f}{\omega_o} \times f(a) \quad (2.7)$$

$$a = \frac{V_s}{NZ_n I_o} = \frac{r}{M}, \quad r = \frac{R_L}{N^2 Z_n}, \quad f(a) = \sin^{-1} 2a + \frac{(1 + \sqrt{1-4a^2})}{2a} + a \quad (2.8)$$

เมื่อ  $f$  คือความถี่การแปลงผัน หรือ 2 เท่าของความถี่การสวิตช์  $r$  คือค่าปัดสถานะของโหลด และ  $t_{L,T}$  คือ ช่วงเวลาซึ่ง  $L_f$  จ่ายพลังงานให้โหลดซึ่งมีค่าเท่ากับ  $T_3 - T_1 + \frac{T_1 - T_0}{2} = \frac{f(a)}{\omega_0}$

รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ของอัตราการแปลงผัน  $M$  และความถี่  $f$  เมื่อ  $r$  เป็น พารามิเตอร์



รูปที่ 2.4 อัตราการแปลงผัน

## 2.2 การออกแบบ

ในทางปฏิบัติ เพราะองค์ประกอบวงจรไม่เป็นอุดมคติ ดังนั้นต้องมีการปรับปรุงสมการ (2.7) โดยคิดผลของแรงดันคร่อมไดโอดเรียงกระแสขณะนำกระแส  $V_D$  จะได้

$$M = \frac{V_o + V_D}{NV_s} = 1 - \frac{f}{\omega_0} \times f(a) \quad (2.9)$$

อย่างไรก็ดีในกรณีที่  $V_o$  มีค่าใหญ่ เราอาจสมมติให้  $V_D = 0$  ตามสมการ (2.7)

ข้อกำหนดในการออกแบบ

- ช่วงกว้างแรงดันขาเข้า  $V_s^{\max}, V_s^{\min}$

- กระแสโหลด  $I_0^{\min}, I_0^{\max}$  ( $I_0^{\min}$  เป็นค่ากระแสต่ำสุดที่ยังคงสวิตช์แบบแรงดันศูนย์เมื่อแรงดันด้านเข้ามีค่าเป็น  $V_s^{\max}$ )

- แรงดันออก  $V_o$

- ความถี่การแปลงผันต่ำสุด  $f_{\min}$

การเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบหม้อแปลง  $N$  ควรให้ต่ำเท่าที่จะทำได้ เพื่อให้กำลังสูญเสียด้านปฐมภูมิมีค่าต่ำสุด  $N$  ถูกกำหนดโดยสมการ (2.10)

$$N = \frac{V_o + V_D}{D_{\max} V_s^{\min}} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $D_{\max}$  คือวัฏจักรงานมากที่สุด มีค่าประมาณ 0.7 - 0.9

กระแสสวิตช์มากที่สุด  $i_{s1}^{\max}$  และ  $i_{s2}^{\max}$  ขึ้นกับอัตราส่วนของจำนวนรอบ  $N$

$$i_{s1}^{\max} = i_{s2}^{\max} = NI_o^{\max} \quad (2.11)$$

แรงดันคร่อมสวิตช์มากที่สุดคือ

$$V_{DS}^{\max} = 2V_s^{\max} \quad (2.12)$$

ซึ่งในการเลือกสวิตช์ นอกจากดูจากพิกัดสมการ (2.11), (2.12), แล้ว ควรเลือกสวิตช์ที่มี  $R_{DS}$  น้อย เพื่อลดกำลังสูญเสียที่สวิตช์ขณะนำกระแส

$Z_n$  ในสมการ (2.15) ควรหาค่าต่ำเพื่อลดกระแสไหลเวียน (โคทม อารียา, 2537) ดังนั้นเพื่อให้เงื่อนไข (2.2) เป็นจริงแม้ในกรณีสุดโต่ง (แรงดันเข้ามากที่สุด และกระแสไหลต่ำที่สุด)

ความถี่การแปลงผันต่ำสุด  $f_{\min}$  เกิดที่  $V_s^{\min}$  และ  $I_o^{\max}$  ดังนั้นโดยการแทน  $Z_n, N, f_{\min}, V_D, V_s^{\min}$  และ  $I_o^{\max}$  ในสมการ (2.8) และ (2.9) จะได้ความถี่  $\omega_o$  เมื่อรู้ค่า  $Z_n$  และ  $\omega_o$  เราสามารถคำนวณค่า  $L$  และ  $C$  ได้

ความถี่การแปลงผันสูงสุด  $f_{\max}$  เกิดที่  $V_s^{\max}$  และ  $I_o^{\min}$  ดังนั้นจากสมการ (2.8) และ (2.9) จะได้

$$f_{\max} = 2 \frac{\omega_o (1 - M_{\min})}{\pi + 3} \quad (2.13)$$

$$\text{โดยที่} \quad M_{\min} = \frac{V_o + V_D}{NV_s^{\max}}$$

การแปรค่าอัตราการแปลงผัน ทำโดยปรับช่วงเวลา on-time ของสวิตช์ แต่ช่วงเวลา dead time  $t_d$  ของสวิตช์จะมีค่าคงที่ (รูปที่ 2.1) และคำนวณได้จากเงื่อนไขของกรณีสุดโต่ง จากรูปที่ 2.3 พบว่า  $T_2 - T_0 < t_d < T_3 - T_0$  โดยที่

$$T_3 - T_0 = \frac{(\sin^{-1} 2a) + \frac{\sqrt{1 - 4a^2}}{2a} + 2a}{\omega_o} \quad (2.14)$$

$$T_2 - T_0 = \frac{(\sin^{-1} 2a) + 2a}{\omega_o} \quad (2.14.1)$$

$L_f$  และ  $C_f$  คำนวณได้จากสมการ (2.15) และ (2.16) เมื่อ  $\Delta I_L$  คือกระแสกระเพื่อมของ  $I_L$  และ  $\Delta V_o$  คือแรงดันกระเพื่อมด้านออก

$$L_F = \frac{V_0}{\Delta I_L} t_{Lr} = \frac{V_0}{\Delta I_L} \times \frac{f(a)}{\omega_0} \quad (2.15)$$

$$C_F = \frac{\Delta I_L}{8 \Delta V_0 f_{\min}} \quad (2.16)$$

กำหนดให้  $V_s^{\min} = 40 \text{ V}$ ,  $V_s^{\max} = 56 \text{ V}$ ,  $I_0^{\min} = 9 \text{ A}$ ,  $I_0^{\max} = 20 \text{ A}$ ,  $V_0 = 5 \text{ V}$  และ  $f_{\min} = 100 \text{ kHz}$  (กำหนดให้  $\Delta I_L = 0.2I_0$  และ  $\Delta V_0 = 0.01V_0$ ) จากนั้นนำค่าเหล่านี้ไปคำนวณตามวิธีข้างต้น จะได้  $N = 1/6$ ,  $i_s^{\max} = 3.4 \text{ A}$ ,  $V_{DS}^{\max} = 112 \text{ V}$ ,  $Z_n = 75 \Omega$ ,  $\omega_0 = 7.3 \text{ Mrad/s}$ ,  $L = 10 \mu\text{H}$ ,  $C = 1.9 \text{ nF}$ ,  $f_{\max} = 760 \text{ kHz}$ ,  $t_d = 360 \text{ ns}$ ,  $L_F = 1.18 \mu\text{H}$  และ  $C_F = 100 \mu\text{F}$

จากค่าที่ได้ เมื่อนำไปใช้ในทางปฏิบัติจะได้ :

$S_1, S_2$  - IRF640 ( $V_{DS} = 200 \text{ V}$ ,  $18 \text{ A}$ ,  $R_{DS(on)} = 0.18 \Omega$ )

$D_3, D_4$  - MBR3035PT  $V_D = 0.72 \text{ V@} 20 \text{ A}$

$C_1, C_2$  -  $1.9 \text{ nF}$  ( $C_{oss}^{\max}$  ของ MOSFET =  $400 \text{ pF@} 40 \text{ V}$  และ  $C = 1.5 \text{ nF}$ )

$C_s$  -  $101 \mu\text{F}$  (electrolytic  $100 \mu\text{F}$  + plastic film  $1 \mu\text{F}$ )

TR -  $N = 1/6$  ETD-39 (material H49N)

$L_1, L_2$  -  $10 \mu\text{H}$  (leakage inductance)

$L_F$  -  $1.18 \mu\text{H}$  EE 30/26k (material H45)

$C_F$  -  $101 \mu\text{F}$  (electrolytic  $100 \mu\text{F}$  + plastic film  $1 \mu\text{F}$ )

### 2.3. แบบจำลองวงจรสมมูล (equivalent circuit model)

จากรูปที่ 2.1 แบบจำลองไฟตรงสามารถหาได้โดยการหาปริมาณเฉลี่ยในภาวะอยู่ตัวของแรงดัน และ กระแสของวงจรแปลงผัน 3 ขั้ว a,p,c (โคทม อาริยา, 2537) และสมมติประสิทธิภาพของวงจรเท่ากับ 100 % ดังในสมการ (2.17) และ รูปที่ 2.5 ก )

$$M = \frac{I_a}{NI_c} = \frac{V_{cp}}{NV_{ap}} \quad (2.17)$$

ในการหาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก นำสมการ (2.7) และ (2.8) มาเขียนใหม่โดยใช้สัญลักษณ์ซึ่งแปรเปลี่ยนกับเวลา ดังนี้

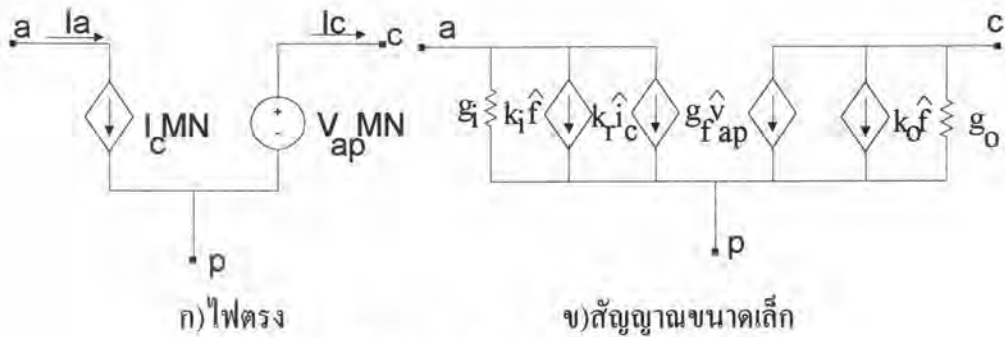
$$m = \frac{v_{cp}}{Nv_{ap}} = \frac{i_a}{Ni_c} = 1 - \frac{f}{\omega_\alpha} \times f(a) \tag{2.18}$$

$$a = r_{ac} G_n = \frac{v_{ap}}{Ni_c} G_n \tag{2.19}$$

$$r_{ac} = \frac{v_{ap}}{Ni_c} = \frac{1}{g_{ac}} \tag{2.20}$$

$$G_n = \frac{1}{Z_n} \tag{2.21}$$

โดยสมมติว่า  $V_D = 0$  เพื่อให้วิเคราะห์ง่าย



รูปที่ 2.5 แบบจำลองของวงจรแปลงผัน

เมื่อทำสมการ (2.18) ให้เป็นเชิงเส้นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กลงจะได้

$$\hat{v}_{cp} = MN\hat{v}_{ap} - \frac{NV_{ap}}{\omega_\alpha} F(a)\hat{f} - \frac{NV_{ap}F}{\omega_\alpha} \frac{\partial f(a)}{\partial a} \hat{a} \tag{2.22}$$

จากสมการ (2.19) เมื่อทำให้เป็นเชิงเส้นสำหรับสัญญาณขนาดเล็กลงจะได้

$$\hat{a} = \frac{G_n}{NI_c} \hat{v}_{ap} - \frac{G_n V_{ap}}{NI_c^2} \hat{i}_c \tag{2.23}$$

รวมสมการ (2.22) และ (2.23) แล้วจัดพจน์ใหม่

$$\hat{i}_c = -g_o \hat{v}_{cp} + g_r \hat{v}_{ap} + k_o \hat{f} \tag{2.24}$$



$$\text{ซึ่ง} \quad g_o = \frac{-\omega_o}{Z_n N^2 a^2 F} \frac{\partial f}{\partial a} \quad (2.25)$$

$$g_f = \frac{g_{ac}}{N} + MNg_o \quad (2.26)$$

$$k_o = \frac{F(a)I_c}{aF} \frac{\partial f}{\partial a} \quad (2.27)$$

$$\frac{\partial f}{\partial a} = 1 - \frac{1}{2a^2} - \frac{\sqrt{1-4a^2}}{2a^2} \quad (2.28)$$

และเมื่อทำสมการ (2.18) ให้เป็นเชิงเส้นอีกครั้งจะได้

$$\hat{i}_a = k_r \hat{i}_c + k_i \hat{f} + g_i \hat{v}_{ap} \quad (2.29)$$

$$\text{เมื่อ} \quad k_r = MN - g_i aNZ_n \quad (2.30)$$

$$k_i = \frac{I_a - NI_c}{F} \quad (2.31)$$

$$g_i = -\frac{F}{\omega_o} \frac{\partial f}{\partial a} G_n \quad (2.32)$$

จากสมการ (2.24) และ (2.29) จะได้วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก (small-signal model) ดังรูปที่ 2.5 ข) เมื่อแทนวงจร 3 ขั้วของรูปที่ 2.1 โดยรูปที่ 2.5 ข) และทำการวิเคราะห์หาฟังก์ชันโอนย้ายต่าง ๆ จะได้ผลลัพธ์ดังนี้

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{f}} = \frac{G_f}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (2.33)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_s} = \frac{G_s}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (2.34)$$

$$\text{เมื่อ } G_f = \frac{k_o R_L}{1 + g_o (R_{LF} + R_L)} \quad (2.35)$$

$$G_s = \frac{g_f R_L}{1 + g_o (R_{LF} + R_L)} \quad (2.36)$$

$$a_1 = \frac{g_o L_F + (g_o R_{LF} + 1) C_F R_L}{1 + g_o (R_{LF} + R_L)} \quad (2.37)$$

$$a_2 = \frac{g_o L_F C_F R_L}{1 + g_o (R_{LF} + R_L)} \quad (2.38)$$

โดยที่  $R_{LF}$  คือความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ  $L_F$

โดยใช้พารามิเตอร์ที่ออกแบบไปแล้ว จะได้ผลตอบแบบขั้นของวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก เมื่อ  $\hat{f} = 100u(t)$  kHz และ  $\hat{v}_s = 5u(t)$  V ในรูปที่ 2.6 ก) และ ข) (โดยโปรแกรม MATLAB) เปรียบเทียบกับ ผลตอบแบบขั้นของวงจรแปลงผันในรูปที่ 2.1 โดยจำลองแบบด้วยโปรแกรม LEK (เอกชัย ลีลาธรรม, 2534) (แทน  $C_s$  ด้วย  $V_s$  เพื่อให้เป็นไปตามแบบจำลอง) เมื่อ  $f$  เปลี่ยนจาก 100kHz เป็น 200kHz และ  $v_s$  เปลี่ยนจาก 40 V เป็น 45 V ผลการจำลองแบบแสดงในรูปที่ 2.7ก) และ ข) ผลการจำลองแบบโดยใช้วงจรสมมูลกับโปรแกรม MATLAB และใช้แบบจำลองสวิตช์กับโปรแกรม LEK มีความใกล้เคียงกัน ซึ่งเป็นการตรวจสอบว่า วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กที่ได้พัฒนาขึ้นสามารถแทนการทำงานได้โดยใกล้เคียง

#### 2.4 ผลการทดลอง

ได้มีการนำผลลัพธ์ของการออกแบบในข้อ 2.2) ไปสร้างวงจรพุ่ม-พุดตัดแปร (ดูภาคผนวก) และนำมาตรวจสอบผล รูปที่ 2.8 และ 2.9 แสดงรูปคลื่นที่ได้จากการซึ่มเลต (โดยโปรแกรม LEK, ดูภาคผนวก ก.) และจากการทดลองตามลำดับ แรงดัน  $V_{LC}$  มีการออสซิลเลตเพราะเกิดเรโซแนนซ์ระหว่าง  $L_1, L_2$  กับตัวเก็บประจุที่หัวต่อของไดโอดเรียงกระแส (Tabisz, Jovanoic and Lee, 1988) ดังนั้นในการทดลองนี้จึงต้องต่อวงจรระงับ R-C (R-C snubber) ( $R_{sn} = 15\Omega$ ,  $C_{sn} = 1\mu F$ ) พร้อมไดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  เพื่อลดการออสซิลเลตของแรงดันคร่อมไดโอดเรียงกระแส ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันที่สร้างขึ้นเป็นฟังก์ชันของกระแสโหลดดัง แสดงในรูปที่ 2.10

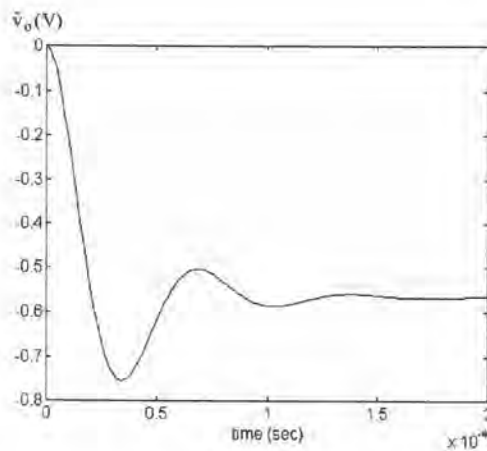
จากรูปที่ 2.10 ที่แรงดันเข้า 40 V สามารถจ่ายกระแสโหลดได้มากที่สุด 15 A ( $V_o = 4.78$  V) หากกระแสโหลดมากกว่านี้จะเริ่มไม่สามารถคุมค่าแรงดันที่ 5 V ได้ เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อม

ความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำด้านออก และ ไดโอดเรียง  
กระแสด้านออก ส่วนกระแสโหลดต่ำสุดที่ยังสามารถสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ได้ คือ 5 A ( $V_0 = 4.90$  V )  
ดังนั้นพิสัยของกระแส โหลดคือ 5 A- 15 A

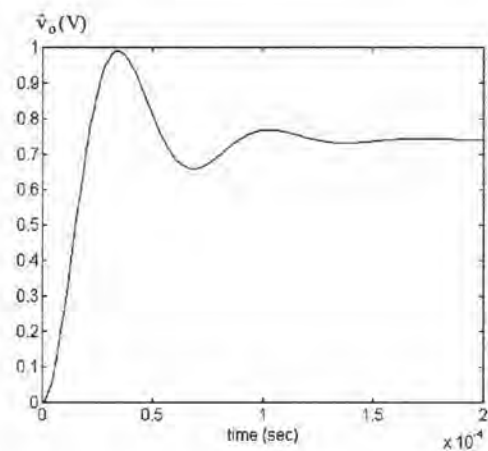
$$\text{load regulation} = \frac{V_{\text{light load}} - V_{\text{full load}}}{V_{\text{full load}}} = \left( \frac{4.90 - 4.78}{4.78} \right) \times 100 = 2.51\%$$

line voltage regulation พบว่าที่กระแส  $I_0 = 7.4$  A ได้แรงดัน  $V_0 = 4.90$  V ตลอดช่วงแรงดัน

$V_s = 36$  V - 44 V



ก)

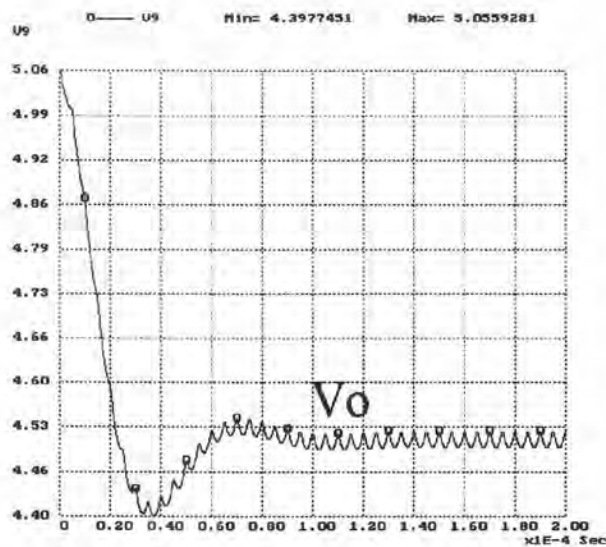


ข)

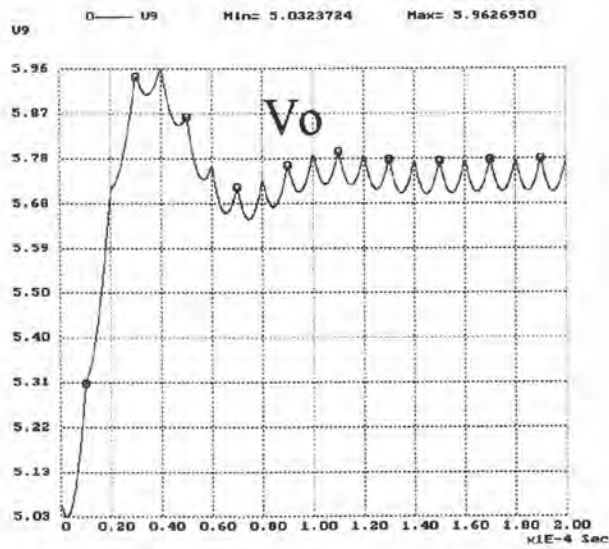
รูปที่ 2.6 ผลตอบแบบขึ้นของวงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็ก

ก)  $\hat{f} = 100u(t)$  kHz (simulated by MATLAB)

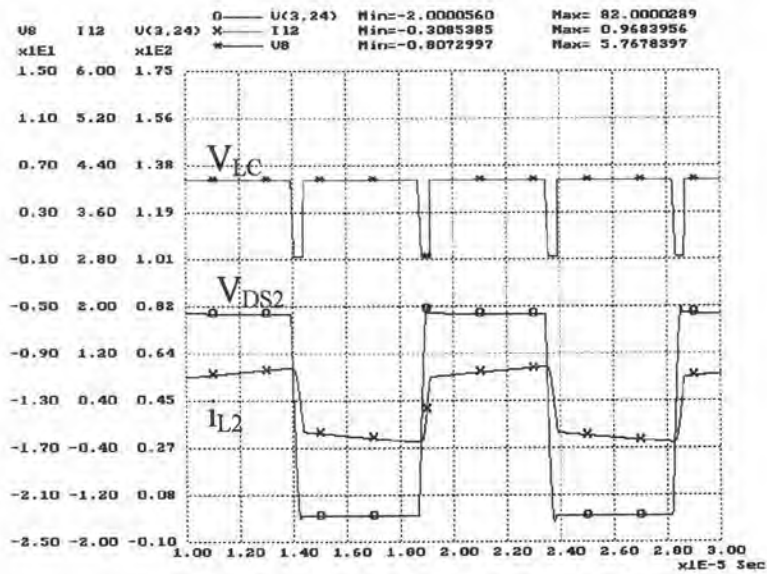
ข)  $\hat{v}_s = 5u(t)$  V (simulated by MATLAB)



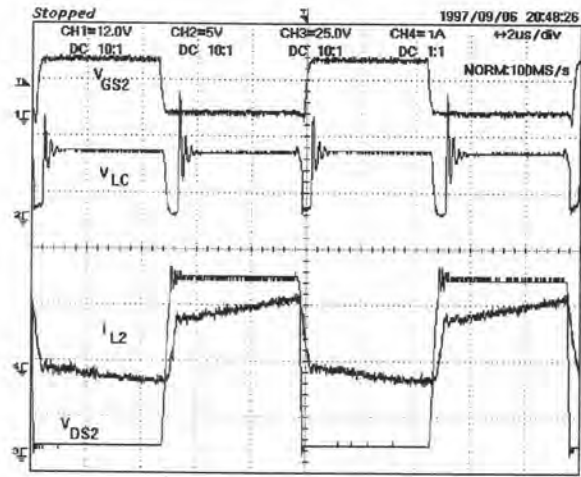
ก) ผลตอบของ  $v_o$  เมื่อ  $f$  เปลี่ยนจาก 100 kHz เป็น 200 kHz (simulated by LEK)



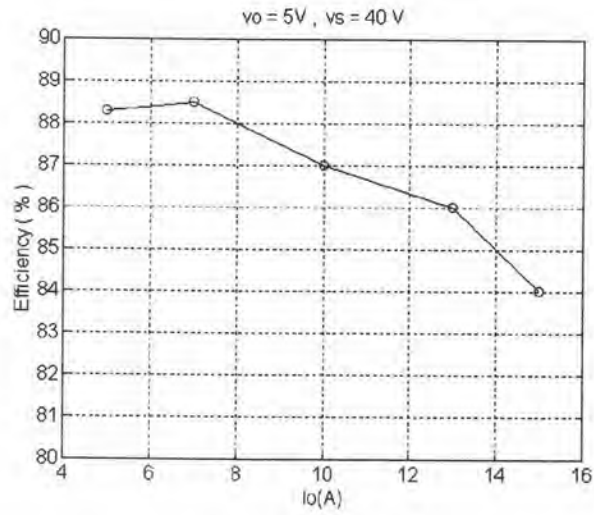
ข) ผลตอบของ  $v_o$  เมื่อ  $v_s$  เปลี่ยนจาก 40 V เป็น 45 V (simulated by LEK)  
รูปที่ 2.7 ผลตอบวงจรพวงจรรพซ-พูลต์ัดแปรแบบสวิทซ์แรงดันศูนย์



รูปที่ 2.8 ผลการซิมูเลต (ใช้ LEK);  $V_s = 40$  V,  $V_o = 5$  V,  $I_o = 6$  A



รูปที่ 2.9 ผลการทดลอง:  $V_s = 40\text{ V}$ ,  $V_o = 5\text{ V}$ ,  $I_o = 6\text{ A}$



รูปที่ 2.10 ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผัน