

## รายการอ้างอิง

### ภาษาไทย

- โคทม อาริยา. เอกสารประกอบการสอนวิชา Power Electronics. กรุงเทพฯ. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2537.
- ชัยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์, การออกแบบวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับด้วยวิธีอสมการ. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.

### ภาษาอังกฤษ

- Antonio E. Ginart., Richard M. Bass., W. Marshall Leach., and Thomas G. Habetler. Analysis of the Class AD audio amplifier including hysteresis effects. IEEE Transaction on PowerElectronics, Vol. 18, No. 2, March 2003, pp. 679-685.
- Bah-Hwee Gwee., Joseph S. Chang., and Huiyun Li. A micropower low-distortion digital pulse width modulator for a digital class D amplifier. IEEE Transactions on Circuit and SystemII: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 49, No. 4, April 2002, pp. 245-256.
- Borwick, J., and other. Loudspeaker and headphone handbook. London: Butterworths, 1988.
- Geoffrey R. Walker. A class B switch-mode assisted linear amplifier. IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 18, No. 6, November 2003, pp. 1278-1285.
- Grant, D. A. Power MOSFETS: Theory and applications. NY:John Wiley & Sons, 1989.
- Himmelstoss, F. A., and Edelmoser, K. H. Compensated class-D amplifier as high quality AC voltage Source. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July 1999, pp. 116-120.
- Himmelstoss, F. A., and Edelmoser, K. H. High dynamic class-D power amplifier. Digest of Technical Papers. International conference on Consumer Electronids, 1997, pp. 302-303.
- Himmelstoss, F. A., and Edelmoser, K. H. Multipurpose half-bridge DC-AC converter. 17<sup>th</sup> International Telecommunications Energy Conference, 1995, pp. 684-689.
- Jeong, J. H., Seong, H. H., Yi, J. H., and Cho, G.H. A class-D switching power amplifier with high efficiency and wide bandwidth by dual feedback loops. IEEE International Conference on Consumer Electronic, 1995, pp. 428-429.

- J. H. Jeong, G. H. Kim, B. R. Min, C. H. Ahn and G. H. Cho. A high efficiency class A amplifier accompanied by class D switching amplifier. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'97, vol. 2, pp. 1210-1216, 1997.
- Jung, N. S., Kim, N. I., and Cho, G. H. A new high-efficiency and super-fidelity analog audio amplifier with the aid of digital switching amplifier: Class K amplifier. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998, pp. 457-463.
- K. Mark Smith, Jr., Zheren Lai., and Keyue M. Smedley. A new PWM controller with one-cycle response. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, No. 1, January 1999, pp. 142-150.
- Lai, Z., and Smedley, K. M. A low distortion switching audio power amplifier. IEEE Power Electronics Specialists Conference 1, 1995, pp. 174-180.
- Mohan, N., Undeland, T. M., and Robins, W.P. Power electronics: Converters, applications, and design. Singapore: John Wiley & Sons, 1989.
- Sayed-Amr El-Hamamsy. Design of high-efficiency RF class-D power amplifier. IEEE Transactions on power electronics, vol. 9, No. 3, May 1994, pp. 297-308.
- Stout, David F. Handbook of Operation Amplifier Circuit Design. McGraw-Hill, 1976.
- Taylor, B. E. Power MOSFET design. Chichester, John Wiley & Sons, 1993.
- Walter J. Chudobiak., and Donald F. Page. Frequency and power limitations of class-D transistor amplifiers. IEEE Journal of Solid-State Circuit, vol. Sc-04, No.1, February 1969, pp. 25-35.



ภาคผนวก

ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

### การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

#### การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเบื้องต้น

วิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำวิธีหนึ่ง เรียกว่า การออกแบบโดยผ่านทางเรขาคณิตของแกน (Design Via Core Geometry;  $K_g$ ) ในวิธีนี้ผู้ออกแบบเป็นผู้เลือกค่าของกำลังสูญเสียในลวดทองแดง หรือ  $P_{cu}$  นี้ในการคำนวณพารามิเตอร์  $K_g$  ที่บอกขนาดของแกน แกนที่เลือกจะต้องมีค่า  $K_g$  ที่ใหญ่กว่าค่าที่คำนวณ เมื่อเป็นเช่นนี้จะมีเนื้อที่พอที่จะพันลวดรอบแกน โดยที่ขนาดของเส้นลวดใหญ่พอที่จะทำให้การสูญเสียในลวดทองแดงเป็นไปตามที่กำหนด

พารามิเตอร์  $K_g$  ขึ้นอยู่กับเรขาคณิตของแกน ดังนี้

$$K_g = \frac{WS^2}{t} \quad (ก.1)$$

โดยที่  $W$  คือ พื้นที่ของหน้าตัดของแกน

$S$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน

$t$  คือ ความยาวเฉลี่ยของลวดหนึ่งรอบ

กำลังสูญเสียในลวดทองแดงมีค่าเท่ากับ

$$P_{cu} = I_{RMS}^2 R \quad (ก.2)$$

โดยที่  $I_{RMS}$  คือ ค่า RMS ของกระแสผ่าน  $L$

$R$  คือ ความต้านทานของลวดทองแดง

เราคำนวณ  $R$  ได้ดังนี้

$$R = \frac{\rho l}{A_w} \quad (ก.3)$$

โดยที่  $\rho$  คือ ความต้านทานจำเพาะของทองแดง มีค่าเท่ากับ  $1.72 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$

l คือ ความยาวของลวด ซึ่งเท่ากับจำนวนรอบ N คูณด้วยความยาวเฉลี่ยต่อรอบ t  
 $A_w$  คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง มีค่าเท่ากับ  $kW/N$

k คือ ตัวประกอบการใช้หน้าตัดของแกน นั่นคือ อัตราส่วนระหว่างพื้นที่หน้าตัดที่เป็นทองแดงกับพื้นที่ของหน้าตัด พื้นที่หน้าตัดประกอบด้วยพื้นที่ที่เป็นทองแดง และพื้นที่หน้าตัดที่ไม่ใช่ทองแดง ซึ่งได้แก่ พื้นที่ของฉนวนหุ้มทองแดง ช่องว่างระหว่างลวดและพื้นที่หน้าตัดของ Coil Former k จึงมีค่าระหว่าง 0.3 ถึง 0.6 ขึ้นอยู่กับฝีมือการพันขดลวดว่าจะหลวมหรือแน่นสักเพียงใด

แทนค่า l และ  $A_w$  ลงในสมการที่ ก.3 และ ก.2 จะได้

$$P_{cu} = \frac{I_{RMS}^2 \rho N^2 t}{kW} \quad (ก.4)$$

จำนวนรอบ N มีความสัมพันธ์กับค่าขดของกระแส  $I_p$  กับค่าสูงสุดของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก  $B_m$  ดังนี้

$$N = \frac{LI_p}{B_m S} \quad (ก.5)$$

โดยที่ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ

แทนค่า N ลงในสมการที่ ก.4 จะได้

$$P_{cu} = \frac{4\rho t (0.5LI_p^2) (0.5LI_{RMS}^2)}{B_m^2 S^2 kW} \quad (ก.6)$$

จากสมการที่ ก.6 เราคำนวณพารามิเตอร์  $K_g$  ได้ดังนี้

$$K_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{4\rho (0.5LI_p^2) (0.5LI_{RMS}^2)}{kB_m^2 P_{cu}} \quad (ก.7)$$

ในการออกแบบ L เราสมมติว่าเรารู้ค่า L ที่ต้องการ รูปร่างของกระแส (นั่นคือ  $I_p$  และ  $I_{RMS}$ ) รู้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกน (นั่นคือ  $B_m$ ) เมื่อเลือกค่า k และ  $P_{cu}$  เราก็คำนวณพารามิเตอร์  $K_g$  ได้ โดยทั่วไปเราเลือก  $P_{cu}$  ประมาณ 1 ถึง 2% ของกำลังด้านออกของวงจรแปลงผัน

เมื่อทราบค่าที่คำนวณได้ของ  $K_g$  เราก็สามารถเลือกแกนที่มีค่า  $K_g$  สูงกว่าค่าที่คำนวณได้เล็กน้อย เมื่อเลือกแกนแล้วก็เท่ากับเรารู้ค่าของ W, S และ t เราจึงสามารถคำนวณจำนวนรอบได้ตาม

สมการที่ ก.5 และคำนวณพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดงได้ตามสมการที่ ก.8

$$A_w = \frac{kW}{N} \quad (\text{ก.8})$$

จากค่า  $A_w$  ที่คำนวณได้ เราสามารถเลือกลวดทองแดงที่ค่า  $A_w$  ใหญ่กว่าค่าที่คำนวณได้ เล็กน้อย จากนั้นก็ทำการคำนวณค่าของช่องว่างอากาศ (Air Gap) ดังนี้

$$\text{ช่องว่างอากาศ} = l_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{L} \quad (\text{ก.9})$$

โดยที่  $\mu_0$  คือ ความซึมซาบได้ (Permeability) ของอากาศ  $= 4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$

ค่า  $l_g$  ที่คำนวณได้เป็นค่าทฤษฎี อย่างไรก็ตาม ฟิล์มที่ขอบของช่องอากาศจะไม่สม่ำเสมอ ซึ่งมีผลเสมือนว่าพื้นที่หน้าตัดของช่องอากาศมีขนาดใหญ่ขึ้น ความเหนี่ยวนำจริงจึงมีค่าใหญ่กว่าที่คำนวณ ในทางปฏิบัติเราจะต้องปรับแต่งค่าของช่องอากาศเพื่อให้ได้ค่าของ  $L$  ตามที่ต้องการ

#### ความสูญเสียในลวดทองแดง

ความสูญเสียในลวดทองแดงเท่ากับ  $I_{\text{RMS}}^2 R$  โดยที่  $R$  คือ ความต้านทานของลวดทองแดง เกณฑ์ในการเลือกขนาดของเส้นลวดนั้น เราจะเลือกลวดทองแดงที่สามารถทนกระแสที่เราต้องการได้ แต่เนื่องจากผลของ Skin Effect กระแสที่ไหลในตัวนำจะไหลอยู่บริเวณผิว โดยที่ความลึกของบริเวณที่มีกระแสไหลมีชื่อว่า ความลึกผิว (Skin Depth)  $\delta$  ความลึกผิวขึ้นอยู่กับความถี่ สภาพซึมซาบได้ และสภาพนำ ในกรณีของลวดทองแดง

$$\begin{aligned} \delta &= \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = 0.82 \text{ cm ที่ } 50 \text{ Hz} \\ &= 0.58 \text{ mm ที่ } 10 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (\text{ก.10})$$

ถ้าใช้ลวดทองแดงเส้นผ่านศูนย์กลางเกิน 1 mm ที่ความถี่ 10 kHz ขึ้นไป ส่วนที่เป็นใจกลางของลวดทองแดง จะไม่ได้ใช้ประโยชน์ในการนำกระแส และในการคำนวณความต้านทานของลวดทองแดงจะคิดพื้นที่หน้าตัดเต็มไม่ได้ ต้องคิดเฉพาะพื้นที่วงแหวนกว้างเท่ากับ  $\delta$  เท่านั้น ที่ความถี่สูงเพื่อเลี่ยงข้อจำกัดเกี่ยวกับความหนาผิว เรามักใช้ลวดทองแดงเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดเล็กหลายเส้นตีควมกันไป (Strand) โดยที่แต่ละเส้นมีจนวนหุ้ม หรือไม่ก็ใช้ลวดถักที่เรียกว่า Litz Wire

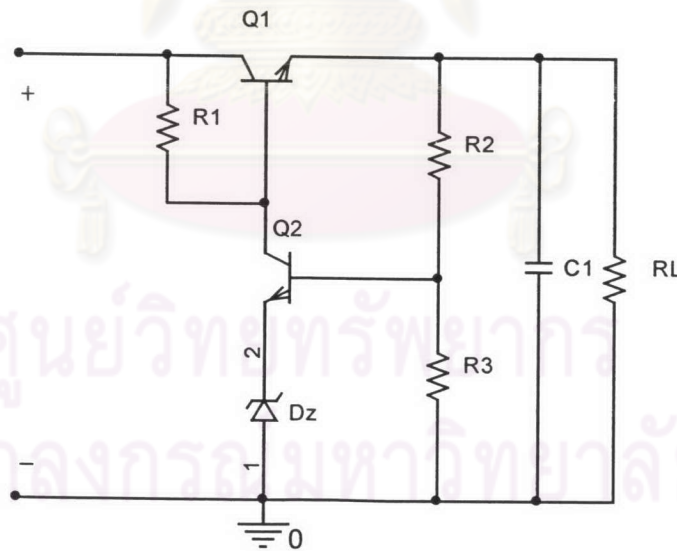
## ภาคผนวก ข

## แหล่งจ่ายกำลังแบบคุมค่า

## การคุมค่าแรงดันแบบลูปปิด

วงจรเร็กกูเลเตอร์แบบลูปเปิดไม่สามารถให้ด้านออกที่คงที่ได้โดยเฉพาะเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมากกับกระแสโหลด การป้อนกลับ (Feed Back) สามารถใช้เพื่อปรับปรุงการคุมค่าได้

รูปที่ ข.1 แสดงผังไออะแกรมของวงจรเร็กกูเลเตอร์แบบป้อนกลับ (ลูปปิด) ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เป็นพาสทรานซิสเตอร์แบบอนุกรม และยังทำหน้าที่เสมือนเป็นอุปกรณ์ควบคุมด้วย ซีเนอร์ไดโอดทำหน้าที่ผลิตแรงดันอ้างอิง ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เป็นวงจรขยายค่าผิดพลาด และ  $R_1$  เป็นความต้านทานโหลดของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ส่วน  $R_2$  และ  $R_3$  เป็นวงจรแบ่งแรงดันสำหรับแรงดันด้านออก และให้การป้อนกลับไปที่ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ระดับอิมิตเตอร์ของ  $Q_2$  จะผ่านการคุมค่าแบบซีเนอร์ และแรงดันเบสจะแปรผันตามแรงดันด้านออก ทำให้  $Q_2$  ทำหน้าที่ขยายค่าผิดพลาดระหว่างแรงดันอ้างอิง กับแรงดันด้านออก

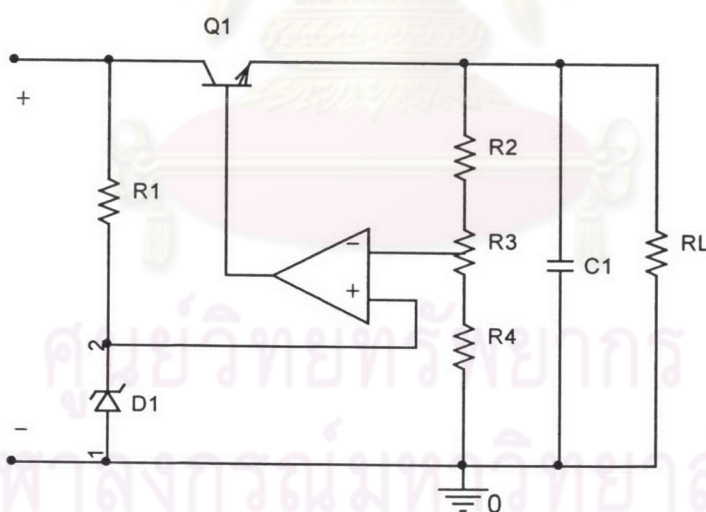


รูปที่ ข.1 แหล่งจ่ายกำลังแบบคุมค่าด้วยการป้อนกลับ

จากรูปที่ ข.1 สมมติว่า โหลดต้องการกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้แรงดันด้านออกลดลง ในตอนนี้ วงจรแบ่งแรงดัน จะส่งแรงดันที่ลดลงนี้ไปที่เบสของ  $Q_2$  ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  จะตอบสนองด้วยการนำ

กระแสลดลงและทำให้แรงดันที่คร่อม  $R_1$  ลดลง แรงดันที่เบส  $Q_1$  มีค่าเพิ่มขึ้นทำให้  $Q_1$  อ่อน อย่างเต็มที่ส่งผลให้แรงดันด้านออกเพิ่มขึ้น จากการเปลี่ยนแปลงทั้งหมด จะเห็นได้ว่าการป้อนกลับ และวงจรขยายค่าผิดพลาด ทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันด้านออกมีค่าลดลง

ความสามารถของแหล่งจ่ายกำลังแบบป้อนกลับ ที่จะทำให้แรงดันด้านออกมีค่าคงที่ ขึ้นอยู่กับอัตราขยายของวงจรขยายค่าผิดพลาด วงจรขยายที่มีอัตราขยายสูง จะสามารถตอบสนองการเปลี่ยนแปลงที่มีค่าต่ำมากๆ ของแรงดันด้านออกได้ และจะให้การคุมค่าแรงดันที่มีเยี่ยม พิจารณารูปที่ ข.2 มีการใช้ออปแอมป์ เป็นตัวขยายค่าผิดพลาด ซึ่งออปแอมป์จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีอัตราขยายสูงมาก ตัวต้านทาน  $R_1$  และซีเนอร์ไดโอด ทำหน้าที่สร้างแรงดันอ้างอิงสำหรับอินพุตบวกของออปแอมป์ ตัวต้านทาน  $R_2, R_3$  และ  $R_4$  ทำหน้าที่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน ถ้าแรงดันด้านออกลดลง จะทำให้มีแรงดันลดลงที่อินพุตลบของออปแอมป์ แรงดันที่ลดลงนี้เป็นไปในทิศทางลบ และจะทำให้แรงดันด้านออกของออปแอมป์มีค่าไปในทิศทางบวก และแรงดันด้านออกนี้จะถูกป้อนให้พาสทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะเป็นการอ้อนทรานซิสเตอร์อย่างเต็มที่ เป็นการเพิ่มด้านออก และ กำจัดค่าการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากออปแอมป์เป็นอุปกรณ์ที่มีอัตราขยายกระแสที่สูงมาก นั้นหมายความว่า วงจรในรูปที่ ข.2 จะสามารถรักษาแรงดันด้านออกภายในช่วงหลายมิลลิโวลต์ได้ ดังนั้นจึงเป็นวงจรที่มีการคุมค่าอย่างดีเยี่ยม



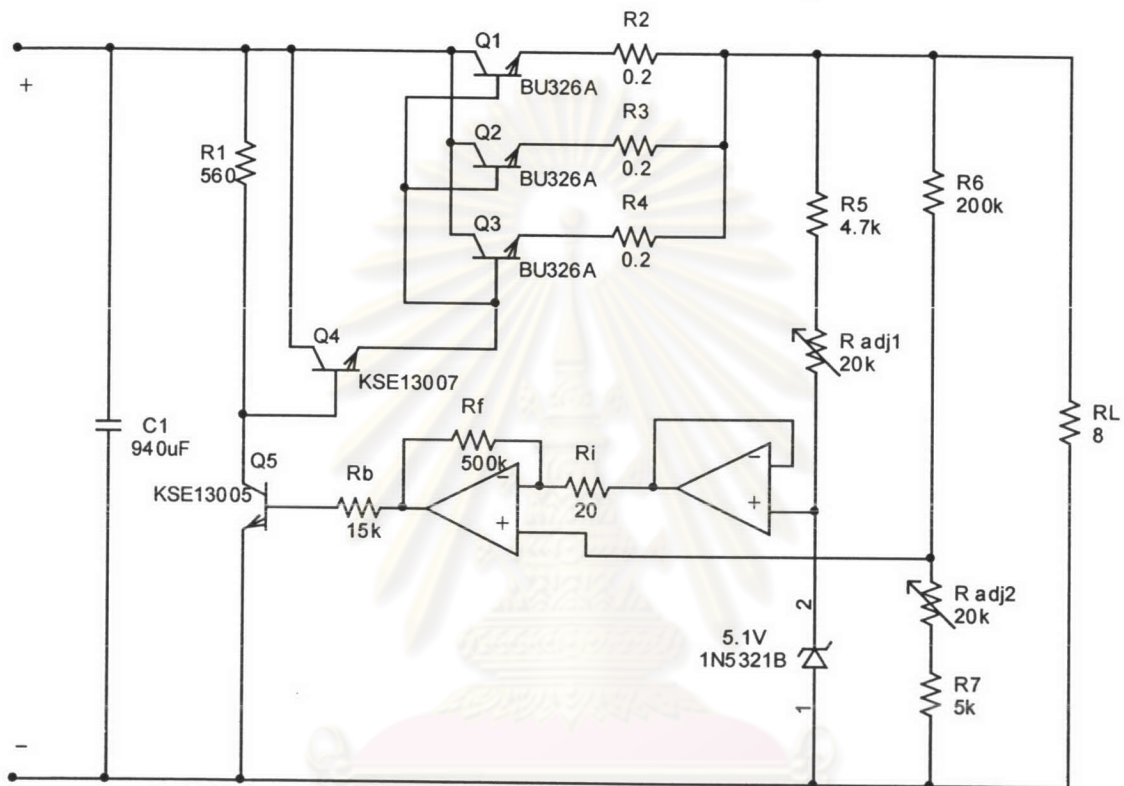
รูปที่ ข.2 การใช้ออปแอมป์ในแหล่งจ่ายกำลังแบบป้อนกลับ

วงจรในรูปที่ ข.2 สามารถปรับค่าได้ โดยการใช้  $R_3$  เพื่อกำหนดแรงดันด้านออก เมื่อเชื่อมของโพเทนชิโอมิเตอร์ (Potentiometer) เคลื่อนไปยัง  $R_4$  จะทำให้มีแรงดันป้อนกลับลดลง ทำให้แรงดันด้านออกเพิ่มขึ้น ในวงจรเร็กกูเลเตอร์แบบป้อนกลับ จะพบการใช้ความต้านทานแบบปรับค่าได้



อยู่บ่อยๆ ในทางปฏิบัติโพเทนชิโอมิเตอร์แบบปรับแรงดัน อาจจะมีอยู่ที่แผงควบคุมด้านหน้า หรือแผงควบคุมด้านหลัง หรือ เป็นตัวโพเทนชิโอมิเตอร์แบบทริมเมอร์ขนาดเล็กติดตั้งอยู่บนแผ่นวงจร

รูปที่ ข.3 แสดงแหล่งจ่ายไฟตรงที่มีการคุมค่าแรงดันแบบลูปปิด โดยมีการวิเคราะห์ห้วงจรดังนี้



รูปที่ ข.3 แหล่งจ่ายไฟตรงที่มีการคุมค่าแรงดันแบบลูปปิด

- กำหนด ค่า  $I_O$  ที่ต้องการ จะได้ กระแสเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2, Q_3$  ดังสมการ  $I_B \approx \frac{I_O}{3\beta}$
- กำหนด ค่า  $V_o$  ที่ต้องการ และกระแส  $I_{R5}$  จะได้  $R_5 = \frac{V_o - 5.1}{I_{R5}}$
- ค่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_4$  สามารถหาได้ดังสมการ  $I_{BQ4} = \frac{3I_{BQ1}}{\beta_{Q4}}$
- กำหนดค่า  $I_{R1}$  ให้มีค่ามากกว่า  $I_{BQ4}$  เล็กน้อย จะได้  $I_{CQ5}$  ทำให้เราสามารถหา  $I_{RB}$  ได้ดังสมการ  $I_{RB} = \frac{I_{CQ5}}{\beta_{Q5}}$
- ค่า  $R_1$  สามารถหาได้ดังสมการ  $R_1 = \frac{V_{in} - V_{BQ4}}{I_{R1}}$

6. ค่า  $R_B$  สามารถหาได้โดยการกำหนดค่า  $V_{RB}$  แสดงดังสมการ  $R_B = \frac{V_{RB}}{I_{RB}}$
7. ค่า  $R_6$  สามารถหาได้โดยการกำหนดค่า  $I_{R6}$  แสดงดังสมการ  $R_6 = \frac{V_o - 5.1}{I_{R6}}$
8. ค่า  $R_7$  สามารถหาได้โดยการกำหนดค่า  $I_{R7}$  แสดงดังสมการ  $R_7 = \frac{5.1}{I_{R7}}$
9. อัตราขยาย  $A_v = \frac{V_{RB}}{\left(\frac{R_7 * \Delta V_o}{R_6 + R_7}\right)}$  สามารถหาได้โดยการกำหนดค่า  $\Delta V_o$  ซึ่งอัตราขยายที่ได้จะนำไปเลือกค่า  $R_i$  และ  $R_f$



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายอรรถพร เกษรคุปต์ เกิดเมื่อวันที่ 27 พฤษภาคม พ.ศ. 2519 ที่อำเภอตะพานหิน จังหวัดพิจิตร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ปีการศึกษา 2541 และได้เข้ารับการศึกษต่อในหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า(อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2544



ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย