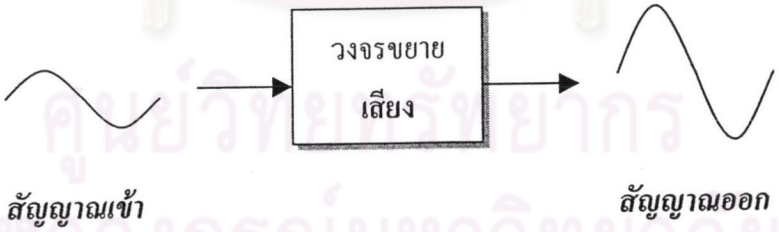
บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 วงจรขยายเสียง

วงจรขยายเสียงเป็นสิ่งประดิษฐ์ที่มนุษย์คิดค้นขึ้นมาเป็นระยะเวลานานแล้วด้วยวัตถุประสงค์ที่ต้องการจะขยายสัญญาณขนาดเล็กให้มีขนาดใหญ่ขึ้นและสามารถขับลำโพงให้มีเสียงดังได้ตามขนาดกำลังที่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ยุคแรก ๆ วงจรขยายเสียงเกือบทั้งหมดถูกสร้างจากหลอดสุญญากาศ (Vacuum Tube) ต่อมาเทคโนโลยีด้านสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ได้พัฒนาขึ้นมาแทนที่หลอดสุญญากาศอันเนื่องจากข้อด้อยที่ประสิทธิภาพ (Efficiency) ค่อนข้างต่ำ และ รูปร่างที่ใหญ่ของหลอดสุญญากาศ จึงเป็นยุคของวงจรขยายเสียงที่สร้างจากสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำเป็นส่วนใหญ่ วงจรขยายที่ดีควรมีลักษณะดังนี้คือ อัตราขยายที่ราบเรียบ (Flat response) การเลื่อนเฟสแปรตามความถี่แบบเชิงเส้น (Linear phase shift) และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกรวม (Total harmonic distortion หรือ THD) ต่ำ

การจำแนกชนิดของวงจรขยายเสียง ตามลักษณะการทำงานของวงจรขยายสามารถแบ่งได้เป็นสองประเภทใหญ่ๆ คือ แบบเชิงเส้น และ แบบไม่เชิงเส้น ตัวอย่างวงจรขยายแบบเชิงเส้น ได้แก่ วงจรขยายคลาสเอ วงจรขยายคลาสบี และวงจรขยายคลาสเอบี เป็นต้น ส่วนตัวอย่างวงจรขยายแบบไม่เชิงเส้น ได้แก่ วงจรขยายคลาสดี เป็นต้น



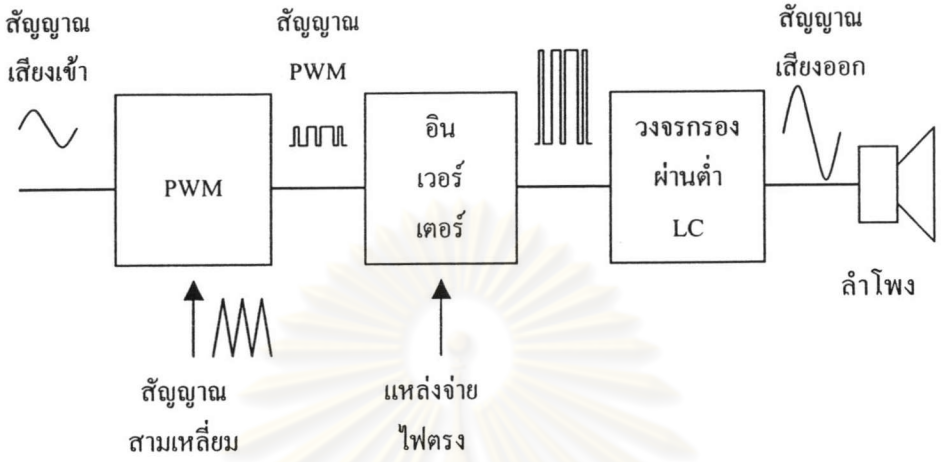
รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรขยายเสียง

2.2 วงจรขยายเสียงคลาสดี

วงจรขยายเสียงคลาสดี มีหลักการทำงานคือ จะรับสัญญาณเสียงมาแปลงเป็นสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulated Signal) ที่ความถี่การสวิตช์คงตัว แล้วผ่านสัญญาณ PWM ไปขยายโดยวงจรอินเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นสัญญาณเสียงจะถูกสร้างกลับขึ้นมาใหม่

หอสมุดกลาง ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

(Reconstruction) ด้วยวงจรกรองผ่านต่ำซึ่งทำหน้าที่กรององค์ประกอบความถี่การสวิตช์ออก ก่อนนำไปขับลำโพง ดังรูปที่ 2.2

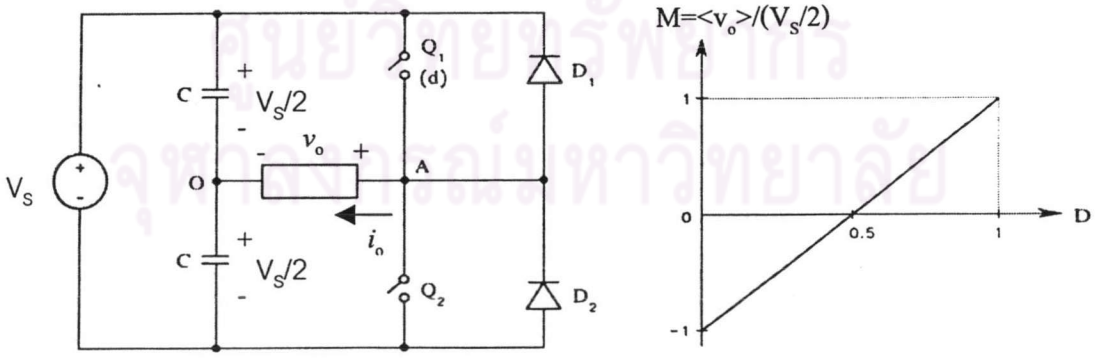


รูปที่ 2.2 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรขยายคลาสดี

2.3 อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ทำงานแบบ PWM

2.3.1 วงจร

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์ให้แรงดันออก v_o ที่สามารถแปรค่าได้ระหว่าง $-\frac{V_s}{2}$ ถึง $\frac{V_s}{2}$ เมื่อวัฏจักรงานแปรค่าระหว่าง 0 ถึง 1 สำหรับวงจรกึ่งบริดจ์ที่แสดงอยู่ในรูปที่ 2.3



(ก) วงจรกึ่งบริดจ์ (ข) อัตราการแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงหรือลักษณะสถิต

รูปที่ 2.3 วงจรกึ่งบริดจ์และลักษณะสถิต

อัตราการแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง (เมื่อ C ที่เป็นตัวแบ่งแรงดันมีลักษณะอุดมคติ) มีค่าเท่ากับ

$$M = \frac{< v_o >}{(\frac{V_s}{2})} = 2D - 1 \qquad (2.1)$$

จากรูปที่ 2.3 สังเกตุได้ว่า ถ้าเราแปรค่าวัฏจักรงาน รอบ ๆ ค่า 0.5 จะได้แรงดันออก v_o เป็นไฟสลับ อนึ่งถ้าใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวแบ่งแรงดัน v_o ต้องมีลักษณะสมมาตรหรือค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ มิฉะนั้นอัตราการแบ่งแรงดันจะเปลี่ยนไปทำให้แรงดัน v_o ไม่เป็นไปตามสมการที่ (2.1)

ถ้าต้องการแรงดัน v_o เป็นไซน์ ฟังก์ชันของวัฏจักรงานจะเป็นดังนี้

$$d(t) = 0.5 + m_a \sin \omega_a t \ ; \ m_a \leq 0.5 \qquad (2.2)$$

โดยที่ m_a คือ อัตราการมอดูเลตแอมพลิจูด

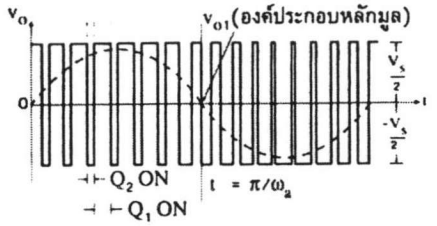
ω_a คือ ความถี่การมอดูเลต (Modulating frequency)

เมื่อแทนค่า $d(t)$ ลงในสมการที่ (2.1) จะได้ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของ v_o ดังนี้

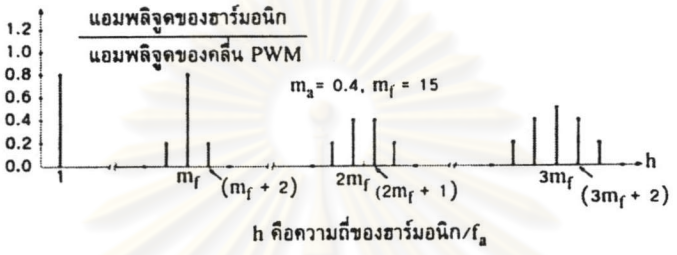
$$\bar{v}_o = \frac{V_s}{2} 2m_a \sin \omega_a t = V_s m_a \sin \omega_a t \qquad (2.3)$$

2.3.2 สเปกตรัมของรูปคลื่น PWM ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว

รูปที่ 2.4 แสดงรูปคลื่น PWM ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว (Bipolar Voltage Switching) รูปคลื่นนี้ได้จากการสวิตช์แบบคู่ประกอบสำหรับวงจรกึ่งบริดจ์ในรูปที่ 2.3 (ก) ที่เรียกชื่อว่า "สวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว" ก็เพราะ v_o มีแรงดันค่าบวกและค่าลบ



(ก) รูปคลื่น PWM



(ข) สเปกตรัม

รูปที่ 2.4 รูปคลื่น PWM ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบสองขั้วและสเปกตรัม

เรานิยามอัตราการมอดูเลตความถี่ (Frequency-modulation ratio) ดังนี้

$$m_f = \frac{f}{f_a} \tag{2.4}$$

โดยที่ f คือความถี่การสวิตช์

f_a คือความถี่การมอดูเลต

เงื่อนไขที่จะทำให้สามารถหาค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของคลื่น PWM ก็คือ $m_f \gg 1$ และความถี่หักมุม (Corner frequency) f_c ของวงจรกรองผ่านต่ำเป็นไปตามเงื่อนไขซึ่งตรงกับเงื่อนไขที่ว่า $T \ll \frac{L}{R} \ll \frac{2\pi}{\omega_a}$ นั่นคือ

$$f_a \ll f_c \ll f \tag{2.5}$$

เมื่อวิเคราะห์หาฮาร์มอนิกของคลื่น PWM เราพบว่าสำหรับ $m_f \gg 9$ แอมพลิจูดของฮาร์มอนิกแทบจะไม่ขึ้นกับค่าของ m_f แต่ m_f เป็นตัวกำหนดความถี่ของฮาร์มอนิก f_h ดังนี้

$$f_h = hf_a = (jm_f \pm k)f_a \qquad (2.6)$$

โดยที่ h , j และ k เป็นจำนวนเต็ม

โดยทั่วไปเราเลือกค่าอัตราการมอดูเลตความถี่ m_f ให้เป็นเลขคี่ ทั้งนี้เพื่อให้รูปคลื่น PWM มีลักษณะสมมาตรคี่ (f(-t) = -f(t)) รวมทั้งมีลักษณะสมมาตรครึ่งคลื่น (f(t) = -f(t+T/2)) เมื่อเป็นเช่นนี้รูปคลื่น PWM จะมีแต่ฮาร์มอนิกคี่ กล่าวคือ ในสมการที่ (2.6) ถ้า j เป็นเลขคี่ k จะเป็นเลขคู่ ถ้า j เป็นเลขคู่ k จะเป็นเลขคี่ รูปที่ 2.4 (ข) แสดงสเปกตรัมของคลื่น PWM ซึ่งมีรายละเอียดอยู่ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ค่าสัมพัทธ์ของฮาร์มอนิกของรูปคลื่น PWM ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบ 2 ขั้ว เมื่อเทียบกับแอมพลิจูดของรูปคลื่น [2]

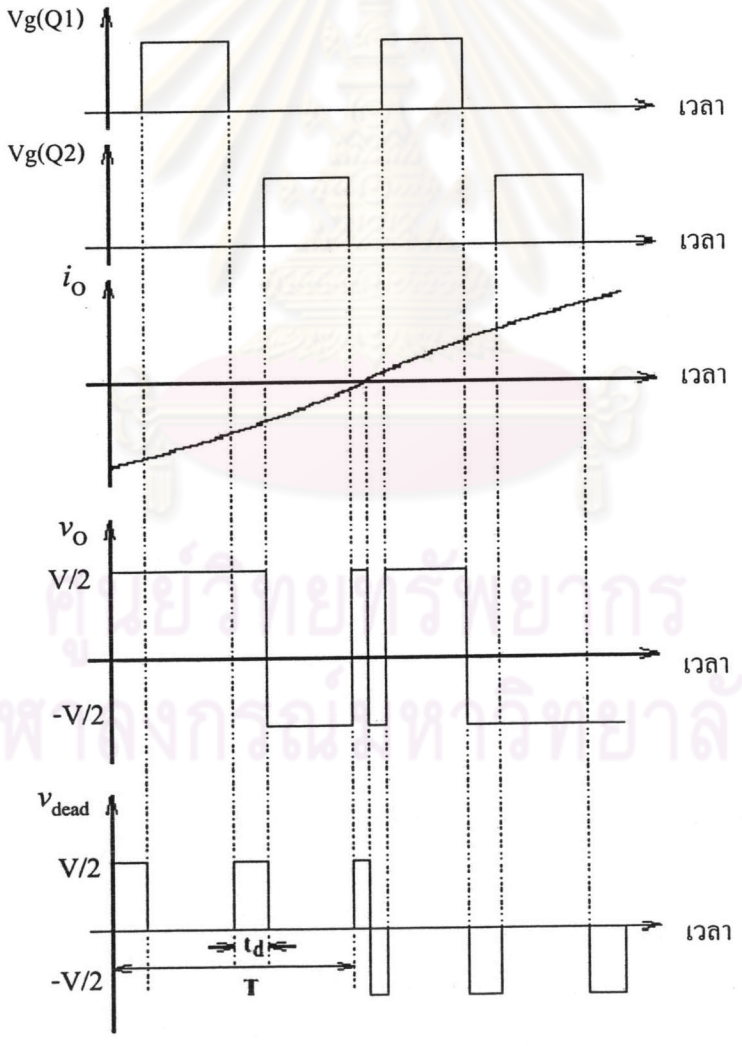
h m_a	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
1 องค์ประกอบหลักมูล	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	1.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

หมายเหตุ m_a คือ อัตราการมอดูเลต

m_f คือ อัตราการมอดูเลตความถี่ มีค่าเ ท่ากับ $\frac{f}{f_a}$ เป็นเลขคี่

2.3.3 ผลของเวลาพักต่อแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

พิจารณาวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ในรูปที่ 2.3 (ก) หากต้องการสร้างแรงดันด้านออก v_o ที่มีความแม่นยำสูงด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ ก็ต้องไม่ลืมที่จะต้องนึกถึงข้อจำกัดที่สำคัญอย่างหนึ่งของวงจรชนิดนี้ คือ "เวลาพัก" หรือ "Deadtime" ของสวิตช์ไวงานในวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีไว้เพื่อป้องกัน "ปรากฏการณ์ทะลุผ่าน" หรือ "Shootthrough" หรือ การลัดวงจรของแหล่งจ่ายไฟตรง ช่วงเวลาพักจะไม่มีการขับนำสวิตช์ไวงานเลย จะเป็นหน้าที่ของสวิตช์เฉื่อยงานหรือไดโอดทำหน้าที่เชื่อมต่อวงจรตามทิศของกระแสโหลด ดังนี้ ถ้ากระแสโหลด i_o มีทิศเป็นบวก (+) คือไหลจากจุด A ไปจุด O ไดโอดกิ่งล่าง (D_2)จะนำกระแส แรงดันด้านออก v_oจะเป็นลบ (-) แต่ถ้ากระแสโหลด i_oเป็นลบ (-) ไดโอดกิ่งบน (D_1)จะนำกระแส แรงดันด้านออก v_o จะเป็นบวก (+)



รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ของ v_o และทิศทางของ i_o ในช่วงเวลาพักของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

โดยที่ Vg (Q1) คือ สัญญาณขับนำสวิตช์กึ่งบน (Q1)

Vg (Q2) คือ สัญญาณขับนำสวิตช์กึ่งล่าง (Q2)

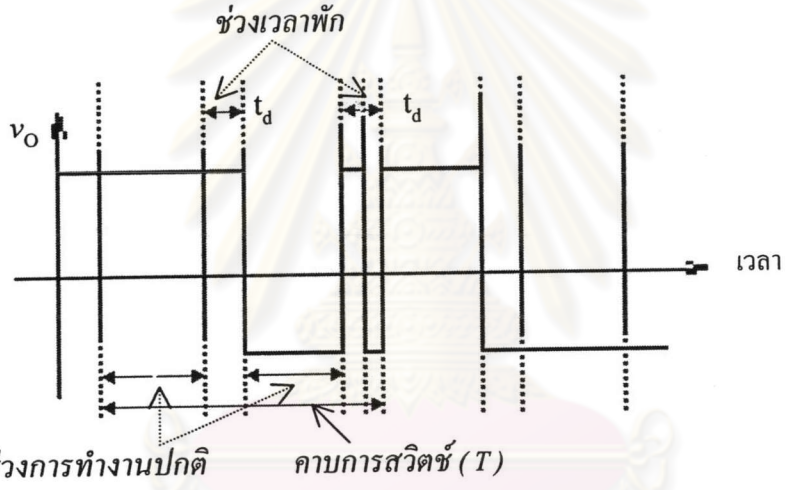
i_O คือ กระแสโหลด

v_O คือ แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

v_{dead} คือ แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ช่วงเวลาพัก

V_S คือ แรงดันแหล่งจ่ายไฟตรง

ในการวิเคราะห์แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ โดยนำผลของเวลาพักมาคิดด้วยนั้น เราจะแบ่งการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ ออกเป็น 2 ช่วงการทำงาน คือ ช่วงการทำงานปกติ กับ ช่วงเวลาพัก ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงช่วงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

แรงดันด้านออกช่วงการทำงานปกติ สามารถคำนวณได้ ตามสมการที่ (2.7)

$$
\begin{aligned}
< v_{des}(t) > &= \frac{1}{T}\int_0^T v_{des}(t)\,dt \\
&= \frac{1}{T}\left[\int_0^{DT-t_d} \left(\frac{V_S}{2}\right) dt + \int_{DT}^{T-t_d} \left(-\frac{V_S}{2}\right) dt\right] \\
&= \left(D - \frac{t_d}{T}\right)\left(\frac{V_S}{2}\right) + \left(1 - D - \frac{t_d}{T}\right)\left(-\frac{V_S}{2}\right) \\
&= \left(D - \frac{1}{2}\right)V_S
\end{aligned}
\qquad (2.7)
$$

โดยที่ $v_{des}(t)$ คือ แรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ช่วงการทำงานปกติ

$< v_{des}(t) >$ คือ แรงดันด้านออก $v_{des}(t)$ เฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์

จากสมการที่ (2.7) พบว่าแรงดันด้านออกช่วงการทำงานปกติ $< v_{des}(t) >$ จะขึ้นกับวัฏจักรงาน (D) และแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรง (V_S) ส่วนแรงดันด้านออกช่วงเวลาพัก สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.8) ดังนี้

$$\begin{aligned} < v_{dead}(t) > &= -\operatorname{sgn}[i_o(t)]\frac{2}{T}\int_0^{t_d} v_{dead}(t)\,dt \\ &= -\operatorname{sgn}[i_o(t)]\frac{2}{T}\int_0^{t_d}\frac{V_S}{2}\,dt \\ &= -\operatorname{sgn}[i_o(t)](\frac{t_d}{T})V_S \end{aligned} \tag{2.8}$$

โดยที่ $v_{dead}(t)$ คือ แรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ช่วงเวลาพัก

$< v_{dead}(t) >$ คือ แรงดันด้านออก $v_{dead}(t)$ เฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์

จากสมการที่ (2.8) พบว่าแรงดันด้านออกช่วงเวลาพัก $< v_{dead}(t) >$ จะขึ้นกับทิศของกระแสโหลด ($-\operatorname{sgn}[i_o(t)]$) เวลาพัก (t_d) คาบการสวิตช์ (T) และแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรง (V_S) อาศัยหลักการของระบบเชิงเส้นมาใช้จะได้ว่า แรงดันด้านออกเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ จะประกอบด้วยผลรวมของทั้งสองช่วงการทำงาน จากสมการที่ (2.7) และ (2.8) เราจะได้

$$\begin{aligned} < v_o(t) > &= < v_{des}(t) > + < v_{dead}(t) > \\ &= (D-\frac{1}{2})V_S - \operatorname{sgn}[i_o(t)](\frac{t_d}{T})V_S \end{aligned} \tag{2.9}$$

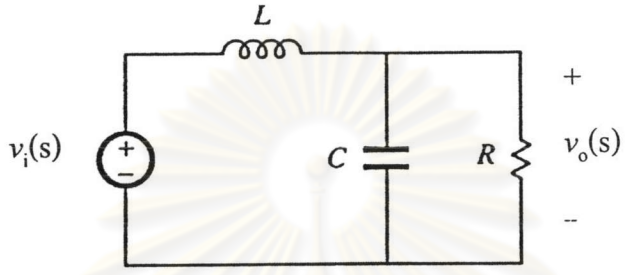
นั่นคือแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ $< v_o(t) >$ จะขึ้นกับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ตามสมการที่ (2.9) อีกนัยหนึ่ง เราสามารถประมาณค่าแรงดันคลาดเคลื่อน $v_{error}(t)$ อันเนื่องจากผลของเวลาพัก ได้ตามสมการที่ (2.10)

$$v_{error} = \pm\left|\frac{t_d}{T}V_S\right| \tag{2.10}$$

จากสมการที่ (2.10) แรงดันคลาดเคลื่อนอันเนื่องจากผลของเวลาพัก จะขึ้นกับเวลาพัก คาบการสวิตช์ และแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรง

2.4 วงจรกรองผ่านต่ำ

วงจรกรองผ่านต่ำอันดับสองแบบ LC เป็นวงจรกรองที่นิยมใช้ในวงจรแปลงผันทั่วไปเนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการวิเคราะห์และการสร้างจริง แสดงวงจรดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับสองแบบ LC

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรกรองผ่านต่ำตามรูปที่ 2.7 เป็นดังสมการที่ (2.11)

$$G(s)=\frac{v_o(s)}{v_i(s)}=\frac{1}{1+s\frac{L}{R}+s^2LC} \tag{2.11}$$

จากสมการที่ (2.11) สามารถจัดให้อยู่ในรูปเศษส่วนพหุนามอันดับสอง (Second-order denominator polynomial) ได้ดังนี้

$$G(s)=\frac{1}{1+a_1s+a_2s^2} \tag{2.12}$$

โดยที่ $a_1=\frac{L}{R}$ และ $a_2=LC$

จากสมการที่ (2.12) สามารถจัดรูปใหม่เพื่อใช้พล็อต Bode ของฟังก์ชันโอนย้าย โดยพยายามแยกองค์ประกอบของส่วน จะได้รากของพหุนามของส่วน 2 ค่า คือ s_1 และ s_2 ดังสมการที่ (2.13)

$$G(s) = \frac{1}{(1-\frac{s}{s_1})(1-\frac{s}{s_2})} \tag{2.13}$$

จากสมการที่ (2.12) อาศัยสูตรหารากสมการ Quadratic ได้ดังนี้

$$s_1 = -\frac{a_1}{2a_2}\left[1-\sqrt{1-\frac{4a_2}{a_1^2}}\right] \tag{2.14}$$

$$s_2 = -\frac{a_1}{2a_2}\left[1+\sqrt{1-\frac{4a_2}{a_1^2}}\right] \tag{2.15}$$

ฟังก์ชันโอนย้ายในสมการที่ (2.11) และ (2.12) สามารถจัดให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้ ตามสมการที่ (2.16)

$$G(s) = \frac{1}{1+2\varsigma(\frac{s}{\omega_0})+(\frac{s}{\omega_0})^2} \tag{2.16}$$

โดยที่ ς คือ ตัวประกอบการหน่วง (Damping factor)

ω_0 คือ ความถี่หักมุม (Corner frequency)

ถ้า Q คือ ตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor) ของวงจร เป็นพารามิเตอร์ที่บอกการสูญเสียพลังงาน มีความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.17) คือ

$$Q = \frac{1}{2\varsigma} \tag{2.17}$$

แทนค่า Q ในสมการที่ (2.17) ลงในสมการที่ (2.16) จะได้ดังสมการที่ (2.18)

$$G(s) = \frac{1}{1+\frac{s}{Q\omega_0}+(\frac{s}{\omega_0})^2} \tag{2.18}$$

นิยามทั่วไปอีกอย่างหนึ่งของค่า Q สำหรับอุปกรณ์เฉื่อยงาน(Passive element) หรือโครงข่ายเฉื่อยงาน (Passive network) ที่ถูกกระตุ้นด้วยสัญญาณไซน์ (Sinusoidal excitation)

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$$Q = 2\pi \frac{(peak\ stored\ energy)}{(energy\ dissipated\ per\ cycle)} \tag{2.19}$$

จากฟังก์ชันโอนย้าย ในสมการที่ (2.11) เทียบรูปกับสมการที่ (2.18) จะได้ค่าต่างสัมพันธ์กันดังนี้

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.20}$$

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{2.21}$$

แทนค่า Q ในสมการที่ (2.21) ลงในสมการที่ (2.14)และ(2.15) จะได้

$$\begin{aligned} s_1 &= -\frac{(\frac{L}{R})}{2(LC)}\left[1-\sqrt{1-\frac{4(LC)}{(\frac{L}{R})^2}}\right] \\ &= -\frac{1}{2RC}\left[1-\sqrt{1-\frac{4CR^2}{L}}\right] \\ &= -\frac{1}{2RC}\left[1-\sqrt{1-4Q^2}\right] \end{aligned} \tag{2.22}$$

และ

$$s_2 = -\frac{1}{2RC}\left[1+\sqrt{1-4Q^2}\right] \tag{2.23}$$

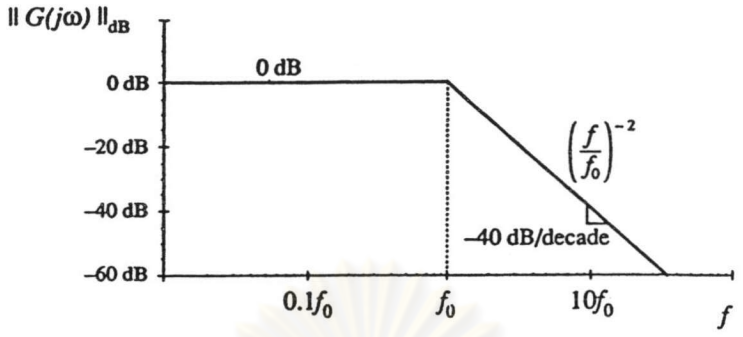
จากสมการที่ (2.22) และ (2.23) จะพบว่าราก s_1 และ s_2 จะเป็นจำนวนจริงเมื่อ $Q \le 0.5$ และจะเป็นจำนวนเชิงซ้อนเมื่อ $Q > 0.5$

ขนาดของฟังก์ชันโอนย้าย G คำนวณได้ตามสมการที่ (2.24)

$$\|G(j\omega)\| = \frac{1}{\sqrt{\left(1-(\frac{\omega}{\omega_0})^2\right)^2 + \frac{1}{Q^2}(\frac{\omega}{\omega_0})^2}} \tag{2.24}$$

เส้นใกล้เคียง (Asymtotes) ของ $\|G\|$ แสดงในรูปที่ 2.8

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.8 เส้นใกล้เคียงขนาดของฟังก์ชันโอนย้าย $\|G\|$ ที่มีสองขั้ว

ที่ความถี่ต่ำ $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \ll 1$ จะประมาณขนาดของ G ได้ตามสมการที่ (2.25)

$$\|G\| \to 1 \text{ สำหรับ } \omega \ll \omega_0 \tag{2.25}$$

ที่ความถี่สูง $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \gg 1$ และเทอม $\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4$ จะเด่นในฟังก์ชันโอนย้าย G แสดงใน สมการที่ (2.24)จะประมาณได้ว่า

$$\|G\| \to \left(\frac{f}{f_0}\right)^{-2} \text{ สำหรับ } \omega \gg \omega_0 \tag{2.26}$$

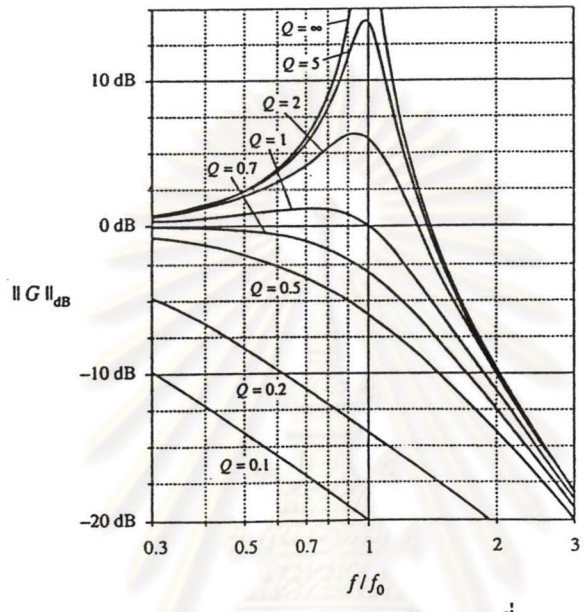
จากสมการที่ (2.26) พบว่ากำลังของ $\left(\frac{f}{f_0}\right)$ เป็น –2 ซึ่งแสดงว่าเส้นใกล้เคียงที่ความถี่สูง ๆ จะมีความลาดชันเป็น –40 dB/decade เส้นใกล้เคียงจะตัดกันที่ความถี่ $f = f_0$ และเป็นอิสระจากค่าตัวประกอบคุณภาพ Q

ตัวประกอบคุณภาพ Q จะมีผลต่อกราฟผลตอบเชิงความถี่ ณ รอบๆ ความถี่หักมุม f_0 (Corner frequency) ค่าที่แน่นอน $G(j\omega)$ ณ $f = f_0$ หาได้จากการแทนค่า $\omega = \omega_0$ ลงในสมการ (2.24) จะได้

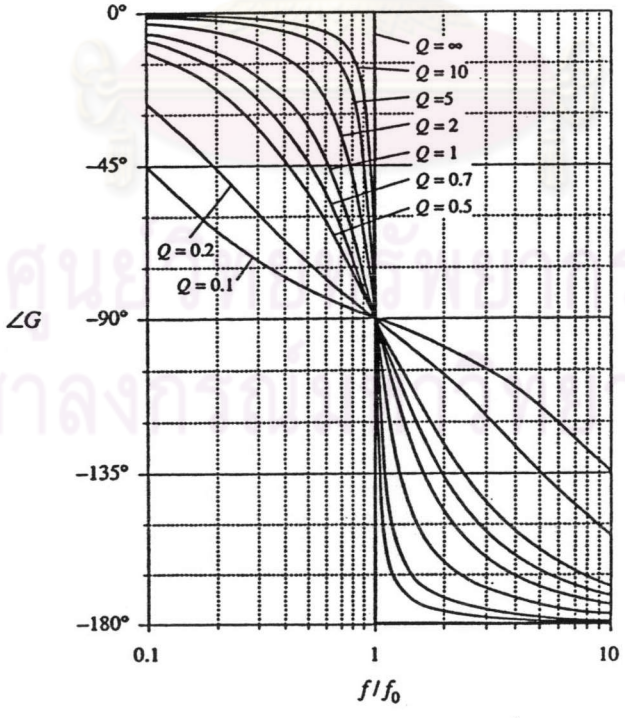
$$\|G(j\omega_0)\| = Q \tag{2.27}$$

ดังนั้นฟังก์ชันโอนย้าย G จะมีขนาดเท่ากับตัวประกอบคุณภาพ Q ณ ความถี่หักมุม f_0 ในหน่วย Decibel (dB) ดังสมการที่ (2.28)

$$\|G(j\omega_0)\|_{dB} = |Q|_{dB} \tag{2.28}$$



(ก) กราฟแสดงขนาดกับความถี่

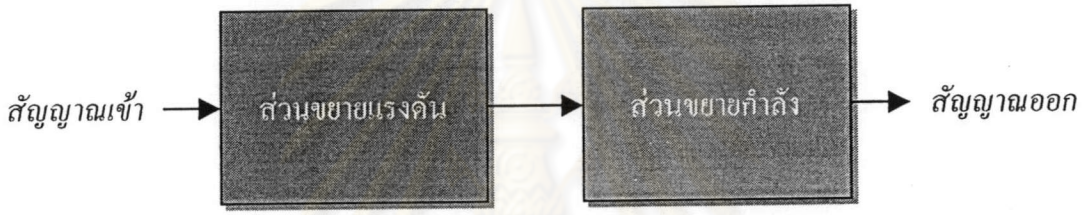


(ข) กราฟแสดงเฟสกับความถี่

รูปที่ 2.9 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของระบบ G ที่ค่า Q ต่าง ๆ

2.5 วงจรขยายคลาสเอ

วงจรขยายคลาสเอ มีหลักการทำงานของคือ จะนำสัญญาณเข้ามาทำการขยายแรงดันตามอัตราขยายที่ตั้งไว้ แล้วผ่านสัญญาณที่ได้ไปยังภาคขยายกำลัง ด้วยทรานซิสเตอร์ BJT หรือมอสเฟตที่ทำงานในย่านไวงาน (Active region) โดยการไบอัสอุปกรณ์ในลักษณะนี้จะไม่เกิดการอิ่มตัว (Saturation) เพื่อให้ได้สัญญาณออกที่มีรูปร่างไม่ผิดเพี้ยนจากเดิมจะต่างก็เพียงขนาดที่ใหญ่ขึ้น ซึ่งเป็นข้อเด่นของวงจรชนิดนี้ทำให้มีค่า THD ต่ำ แต่การไบอัสให้อุปกรณ์ลักษณะอย่างนี้จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังทางไฟฟ้ามากในสภาวะสงบนิ่ง (Queisent point) แม้ในขณะที่ไม่มีสัญญาณเข้ามาก็ตาม รูปที่ 2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรขยายคลาสเอ



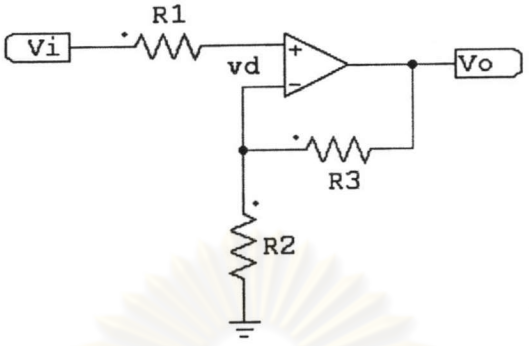
รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมวงจรขยายคลาสเอ

2.5.1 ส่วนขยายแรงดัน

ส่วนขยายแรงดันที่ทำหน้าที่เป็นภาครับของวงจรขยายคลาสเอสามารถใช้ออปแอมป์ทำหน้าที่ขยายแรงดันในส่วนนี้ได้ เนื่องจากออปแอมป์มีคุณสมบัติเด่นที่มีอิมพิแดนซ์ด้านเข้าสูง สัญญาณรบกวนน้อยและใช้งานง่าย ทั้งยังสามารถปรับอัตราขยายได้จากอุปกรณ์ภายนอกที่ต่อเพิ่มเข้าโดยอาศัยหลักการป้อนกลับ (Feedback)

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

2.5.1.1 วงจรขยายไม่กลับเฟส (Non inverting amplifier)



รูปที่ 2.11 วงจรขยายไม่กลับเฟส

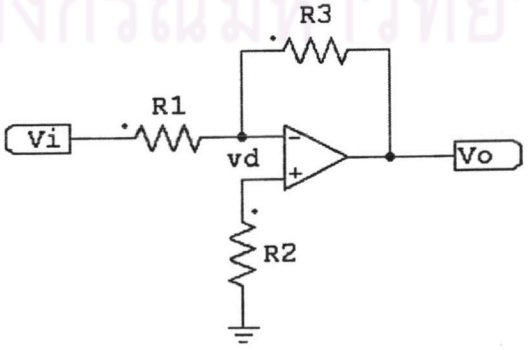
จากรูปที่ 2.11 อัตราขยายของวงจรกำหนดได้จากค่าของความต้านทานภายนอกที่มีความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.29)

$$A_v = \frac{\mathrm{Vo}}{\mathrm{Vi}} = 1 + \frac{\mathrm{R3}}{\mathrm{R2}} \tag{2.29}$$

ในทางปฏิบัติจะมีการต่อความต้านทาน R1 เพื่อลดผลของกระแสไบอัส I_{bias} โดยค่าของ R1 สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.30)

$$\mathrm{R1} = \mathrm{R2} // \mathrm{R3} = \frac{(\mathrm{R2})(\mathrm{R3})}{\mathrm{R2} + \mathrm{R3}} \tag{2.30}$$

2.5.1.2 วงจรขยายกลับเฟส (Inverting amplifier)



รูปที่ 2.12 วงจรขยายกลับเฟส

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จากรูปที่ 2.12 อัตราขยายของวงจรกำหนดได้จากค่าของความต้านทานภายนอก ทำนองเดียวกับวงจรขยายไม่กลับเฟส ตามสมการที่ (2.31)

$$A_v = \frac{Vo}{Vi} = -\frac{R3}{R1} \tag{2.31}$$

ในทางปฏิบัติจะมีการต่อความต้านทาน R2 เพื่อลดผลของกระแสไบอัส I_{bias} โดยค่าของ R1 สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.32)

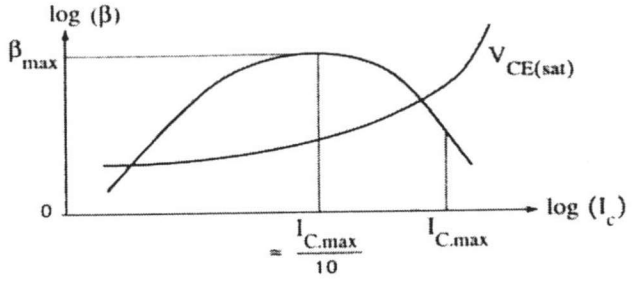
$$R2 = R1 // R3 = \frac{(R1)(R3)}{R1 + R3} \tag{2.32}$$

2.5.2 ส่วนขยายกำลัง

ส่วนขยายกำลังจะเป็นภาคสุดท้ายของวงจรขยาย โดยจะทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลดและคงค่าแรงดันที่แรงดันที่ได้รับจากภาคก่อนหน้าหรืออาจจะมีการขยายแรงดันร่วมด้วยก็ได้ แต่ปกติอัตราขยายแรงดันส่วนนี้จะออกแบบไว้ไม่สูงนัก อุปกรณ์ที่ใช้ในส่วนนี้จะเป็นทรานซิสเตอร์ BJT หรือมอสเฟต ที่สามารถทนกำลังสูงได้ ทรานซิสเตอร์ BJT เป็นสวิตช์ไวงานที่สามารถควบคุมสถานะได้โดยกระแสขับนำเบส ส่วน MOSFET เป็นสวิตช์ไวงานที่สามารถควบคุมสถานะได้จากแรงดันขับนำเกท

2.5.2.1 การทำงานของทรานซิสเตอร์ BJT

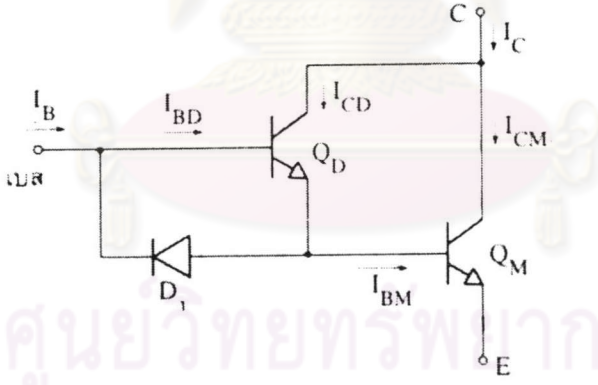
การนำกระแส I_C ของทรานซิสเตอร์ BJT ขึ้นอยู่กับกระแส I_B สำหรับทรานซิสเตอร์สัญญาณ อัตราขยาย I_C / I_B ซึ่งใช้สัญลักษณ์ β หรือ ในย่านไวงานมักมีค่าสูง (ประมาณ 100) ซึ่งเป็นผลเนื่องจากการเจือปนอย่างเข้มข้นในอีมิตเตอร์ อายุขัยที่ยาวนานของพาหะในเบสและความบางของเบสแต่สำหรับทรานซิสเตอร์กำลัง การลดอายุขัยของพาหะและการเพิ่มความหนาของเบสเพื่อลดเวลาการสวิตช์และเพิ่มการทนแรงดันที่ดีขึ้น มีผลทำให้อัตราขยายกระแส β มีค่าไม่มากนัก ค่าของ β ที่กระแสเต็มพิกัดจะอยู่ระหว่าง 5 ถึง 20 อย่างไรก็ดี ค่าของ β ขึ้นอยู่กับกระแสคอลเลคเตอร์ I_C โดยมีค่าสูงสุดที่ ประมาณ 10% ของค่าเต็มพิกัด ในช่วงที่กระแส I_C มีค่าสูง β เกือบจะเป็นปฏิภาคผกผันกับ I_C ดูรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 กราฟของอัตราขยายกระแส β และแรงดัน $V_{CE(sat)}$ ของทรานซิสเตอร์ BJT ในฟังก์ชันของกระแสคอลเลกเตอร์ I_C [2]

เมื่อรู้ค่าของ β เราอาจคำนวณค่าต่ำสุดของกระแสเบส I_B ที่จะต้องใช้ในการขับนำทรานซิสเตอร์เข้าสู่ย่านไวงาน ซึ่งก็คือ $I_B = I_C/\beta$ ถ้า I_B มีค่าคงตัวให้มีค่าเพียงพอ สำหรับกรณีที่ I_C มีค่าสูงสุด และ β มีค่าต่ำสุด นั่นคือ $I_B \geq I_{Cmax}/\beta_{min}$ สังเกตว่าเมื่อ I_C ลดค่าลงก็จะเกิดการขับนำเกิน (Overdrive) อย่างมาก เพราะ β ก็เพิ่มขึ้นด้วย

เนื่องจากอัตราขยายกระแสที่มีค่าต่ำ เราจึงนิยมใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวต่อเป็นคู่ดาร์ลิงตัน (Darlington pair) ดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 ทรานซิสเตอร์คู่ดาร์ลิงตัน

อัตราขยายกระแสรวมของคู่ดาร์ลิงตันมีค่าเท่ากับ

$$\beta = \beta_M\beta_D + \beta_M + \beta_D \qquad (2.33)$$

โดยที่ β_M คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์หลัก Q_M

β_D คืออัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ขับนำ Q_D

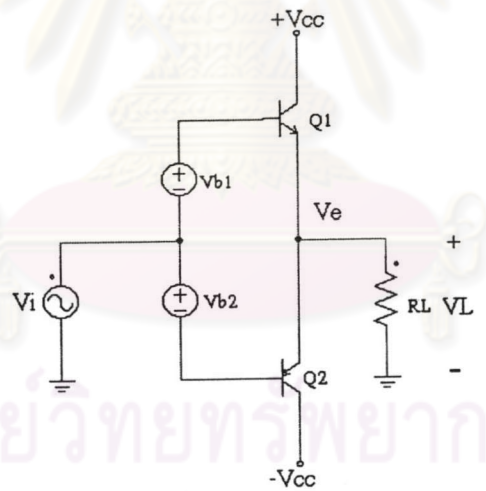
ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

หอสมุดกลาง ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

แม้ β_M และ β_D จะมีค่าค่อนข้างต่ำ แต่ β ขึ้นกับผลคูณ และอาจมีค่าสูงประมาณ 100 หรือ มากกว่า ทรานซิสเตอร์คู่ดาร์ลิงตันสามารถสร้างขึ้นบนชิ้นผลึกเดียวกัน แต่นอกจากจะมีทรานซิสเตอร์สองตัวแล้ว คู่ดาร์ลิงตันยังมีไดโอดแบบดิสครีต D_1 ต่อรวมอยู่ด้วย (ดูรูปที่ 2.14) โดยที่ D_1 มีไว้เพื่อช่วยระบายพาหะจากเบสของทรานซิสเตอร์หลัก Q_M

2.5.2.2 วงจรขยายพุชพุลที่ใช้ทรานซิสเตอร์ BJT

วงจรขยายพุชพุลที่แสดงดังรูปที่ 2.15 ซึ่งทำหน้าที่ขยายกระแสประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ NPN และทรานซิสเตอร์ PNP ทำงานคู่ประกอบกันภายใต้แหล่งจ่ายไฟตรงสองชุด คือบวก (+Vcc) และ ลบ (-Vcc) ขณะที่สัญญาณเข้าเป็นศูนย์ ขาเบสของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวคือ Q1 และ Q2 จะต้องถูกขับนำให้แรงดันออกเป็นศูนย์ด้วย หรือแรงดันด้านออก Ve เท่ากับแรงดันด้านเข้า Vi นั่นเอง

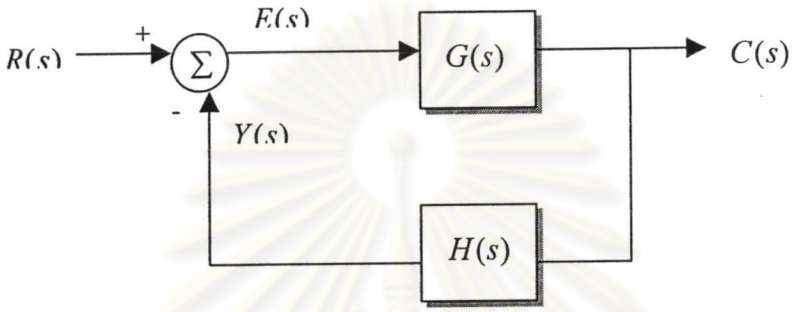


รูปที่ 2.15 วงจรพุชพุลที่ใช้ทรานซิสเตอร์ BJT

การเพิ่มอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ BJT สามารถทำได้โดยการใช้ทั้ง Q1 และ Q2 ที่เป็นคู่ดาร์ลิงตัน (Darlington pair)

2.6 การป้อนกลับ (Feedback)

การป้อนกลับที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้เป็นแบบแรงดัน-แรงดัน[5] เนื่องจากมีอิมพิแดนซ์ด้านเข้าสูง และ อิมพิแดนซ์ด้านออกต่ำ เหมาะที่จะใช้เป็นวงจรขยายกำลัง



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมการป้อนกลับแบบลบ

พิจารณาแบบจำลองการป้อนกลับแบบลบในรูปที่ 2.16 สัญญาณผิดเพี้ยน $E(s)$ เป็นผลต่างของสัญญาณอ้างอิง $R(s)$ และสัญญาณป้อนกลับ $Y(s)$ จากด้านออก ตามสมการที่ (2.34)

$$E(s) = R(s) - Y(s) \tag{2.34}$$

โดยที่ $E(s)$ คือสัญญาณผิดเพี้ยน

$R(s)$ คือสัญญาณอ้างอิง

$Y(s)$ คือสัญญาณป้อนกลับ

$C(s)$ คือสัญญาณด้านออก

ดังนั้น

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1+G(s)H(s)} \tag{2.35}$$

ในระบบควบคุมเรียกสมการที่ (2.35) ว่า *อัตราขยายวงรอบปิด (Closed loop gain)*

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ข้อดีของการป้อนกลับสามารถสรุปได้ดังนี้

1. อัตราขยายจะไม่ขึ้นกับความแปรปรวนของพารามิเตอร์ต่างๆ ของอุปกรณ์
2. ความต้านทานด้านเข้าและด้านออกของระบบวงรอบปิดสามารถควบคุมได้
3. แถบความถี่ทำงานเพิ่มขึ้น
4. ความไม่เป็นเชิงเส้นและความเพี้ยนของระบบลดลง
5. สัญญาณรบกวนภายในระบบลดลง

ข้อเสียของการป้อนกลับคือ อัตราขยายของวงรอบเปิดจะลดลง

2.7 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวม (Total Harmonics Distortion ; THD)

ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวม หรือ THD เป็นปริมาณที่บอกคุณสมบัติความไม่เป็นไซน์ของรูปคลื่นสัญญาณ ในทางไฟฟ้า สัญญาณดังกล่าวอาจเป็นกระแสหรือแรงดันก็ได้ สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณาค่า THD ของแรงดันด้านออกวงจรขยายเสียงคลาสดี การคำนวณหาค่า THD หาได้จากอัตราส่วนระหว่างผลรวมค่า RMS ของสัญญาณองค์ประกอบทุกความถี่ของสัญญาณที่สนใจยกเว้นความถี่หลักมูล ต่อค่า RMS ของสัญญาณความถี่หลักมูล ดังสมการที่ (2.36)

$$THD=\sqrt{\frac{\sum_{n\neq 1} V_{n,rms}^2}{V_{1,rms}^2}}=\frac{\sqrt{V_{rms}^2-V_{1,rms}^2}}{V_{1,rms}} \qquad (2.36)$$

ดังนั้นการหาค่า THD จะต้องมีการแยกองค์ประกอบสัญญาณที่เราสนใจออกมาเป็นความถี่ต่าง ๆ เริ่มตั้งแต่ ไฟตรง (ความถี่ศูนย์) ความถี่หลักมูล ฮาร์มอนิกส์ที่ 1 และ ฮาร์มอนิกส์สูงเกินกว่า 1 เพื่อพิจารณาขนาดและคำนวณตามสมการที่ (2.36) ได้

สำหรับ วิทยานิพนธ์นี้เราสนใจแต่องค์ประกอบสัญญาณในย่านความถี่ที่หูคนสามารถรับรู้ได้ นั่นคือ ช่วงความถี่ 20Hz ถึง 20kHz ดังนั้นจึงทำการคำนวณค่า THD ของสัญญาณด้านออกจากวงจรขยายเสียงที่ออกแบบได้ ในย่านความถี่ดังกล่าว