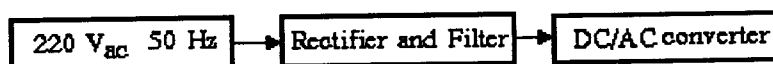


บทที่ 3

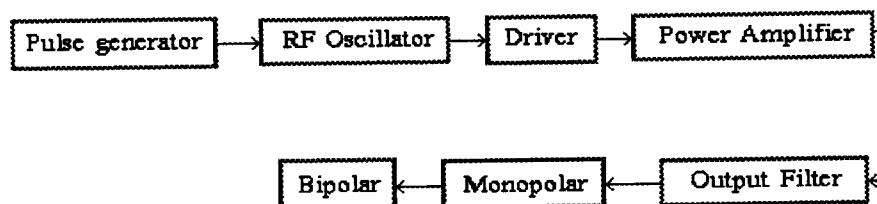
การออกแบบสร้างเครื่องจี้-ตัดด้วยไฟฟ้า

3.1 บทนำ

เครื่องจี้-ตัดด้วยไฟฟ้า ทำงานโดยอาศัยไฟฟ้าแรงดันสูง ที่สามารถปรับค่าของแรงดันได้ ซึ่งจะอยู่ในช่วงแรงดัน 1,000 โวลต์ ถึง 5,000 โวลต์ เลือกใช้งานได้ตามสภาพของเนื้อเยื่อ ส่วนการจี้ และการจี้-ตัด สามารถปรับรอบการทำงานได้ ซึ่งการทำงานของเครื่อง จะแบ่งตามบล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่อง จี้-ตัดด้วยไฟฟ้า



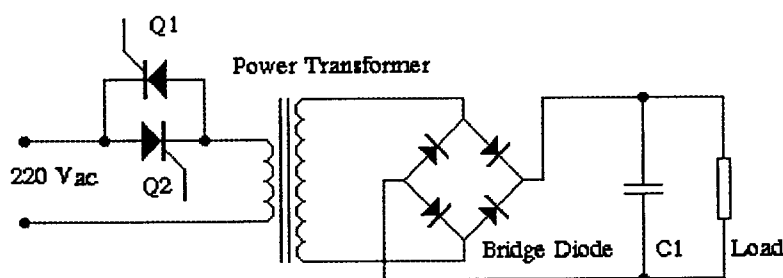
รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ DC/AC converter

จากบล็อกไดอะแกรม ตามรูปที่ 3.1 แยกการทำงานออกได้เป็นส่วนๆ ดังนี้

3.1.1 ชุดจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง

เครื่องจี้-ตัดด้วยไฟฟ้าต้องการแหล่งจ่ายสำหรับเลี้ยงวงจรอยู่หลายส่วน แต่ส่วนที่สำคัญคือแหล่งจ่ายพลังงานให้กับชุดจ่ายกำลังให้กับหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแรงดันสูงมีอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ซึ่งในวงจรนี้ เลือกใช้ มอสเฟตเป็นตัวควบคุมเนื่องจากโหลดซึ่งเป็น เนื้อเยื่อ

ของผู้ป่วยและตำแหน่งการผ่าที่แตกต่างกันดังนั้นสภาพความต้านทานของผิวหนังจึงแตกต่างกัน ดังนั้นแหล่งจ่ายพลังงานจึงจำเป็นต้องปรับแรงดันได้ การปรับควรจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น เนื่องจากการใช้งานผู้ใช้สามารถปรับได้อย่างต่อเนื่องและเป็นไปด้วยดี ซึ่งแรงดันที่ต้องการเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 40 ถึง 200 โวลต์ เพื่อให้ได้กำลังทางเอาต์พุตเพียงพอสามารถจ่ายกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 10 แอมแปร์ต่อเนื่อง ซึ่งการออกแบบแหล่งจ่ายพลังงานนี้มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี แต่เนื่องจากวงจรต้องการแรงดันสูง และกระแสสูง มีค่ารีปเปิลไม่สูงเกินไป ซึ่งจะมีการกรองความถี่ต่ำออก วงจรกรองดังกล่าวจะใช้ตัวเก็บประจุ ตัวเก็บประจุดังกล่าวจะมีค่าประจุสูงมากไม่ได้เนื่องจากการทำงานในโหมดของการจี้ หรือ จี้-ตัด จะมีการทำงานเป็นรอบหรือมีการหยุด หากแหล่งจ่ายมีพลังงานสะสมไว้สูง การทำงานจะไม่เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ดังนั้นการออกแบบจึงเลือกใช้วิธีการควบคุมแรงดันด้วยการควบคุมเฟสแต่จะไม่ควบคุมแรงดันจากไลน์โดยตรงการควบคุมจะควบคุมแรงดันทางด้านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงเนื่องแรงดันทางเอาต์พุตซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงจะต้องมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และต้องการแยกระบบไฟฟ้าจากไฟฟ้าที่ใช้ในบ้าน กับแหล่งจ่ายพลังงานของเครื่องจี้-ตัดให้แยกออกจากกัน เพื่อความปลอดภัยในการใช้งาน และเนื่องจากพลังงานที่ป้อนให้กับวงจร ในการทำงานจี้ ผ่าตัด หรือ จี้-ตัด ต้องการใช้พลังงานที่แตกต่างกัน ในการจี้ เพื่อการหยุดเลือด ต้องการแรงดันสูง กว่าการผ่าตัด ดังนั้นทางเอาต์พุตของหม้อแปลง จึงแยกระดับแรงดันออกมา เพื่อความเหมาะสม กับระบบที่ใช้งาน ซึ่งรูปแบบของวงจรควบคุมพลังงานให้กับเครื่อง จี้-ตัดได้แสดงให้เห็นตามรูป 3.3



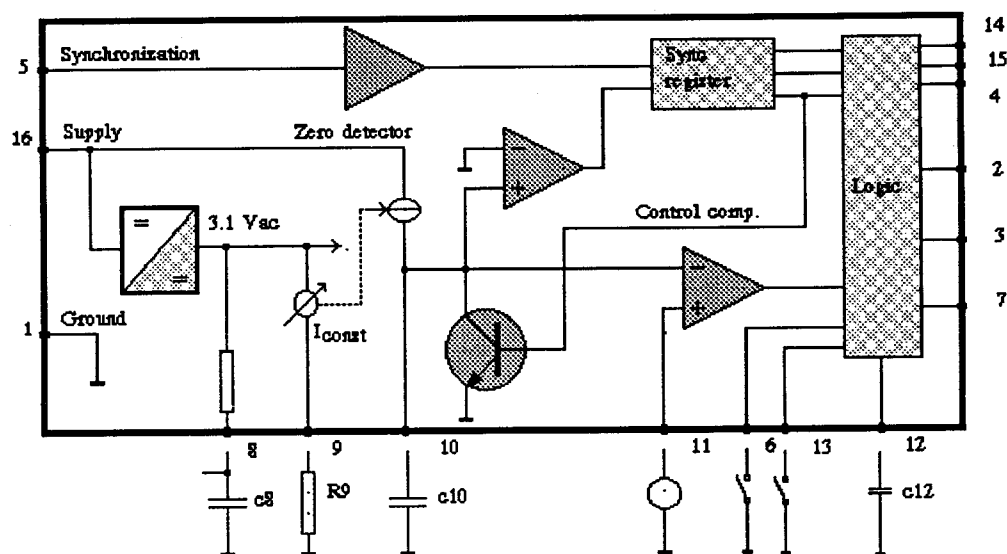
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรส่วนจ่ายพลังงานให้กับเครื่องจี้-ตัด ด้วยไฟฟ้า

จากวงจรในรูป 3.3 ประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ได้แก่

ส่วนเรกติไฟร์ ใช้ไดโอดต่อแบบบริดจ์ จำนวน 4 ตัว มีหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ จากแหล่งจ่ายพลังงานแบบเฟสเดียว ซึ่งผ่านการควบคุมเฟสมาแล้ว ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่สามารถปรับระดับของแรงดันได้

ส่วนกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำให้ไฟฟ้ากระแสตรง จากวงจรเรกติไฟร์เรียบขึ้น ในวงจรส่วนนี้จะใช้ คาปาซิเตอร์ ค่าต่ำๆ เพียงตัวเดียว เนื่องจากวงจร ไม่ต้องการ เสถียรภาพทางด้านแรงดันมากนัก และถ้าหากใช้ค่าสูงเกินไปจะเกิดปัญหา เนื่องจากพลังงานสะสมที่จ่ายออกมาในขณะต้องการ หยุดรอบการทำงานในขบวนการ จี้ และการ จี้-ตัด

ส่วนควบคุมเฟส อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้จะเลือกใช้ไทรแอก หรือจะใช้ เอสซีอาร์ (SCR) ก็ได้ แต่ในการใช้งานเครื่องนี้เลือกใช้ ไทรแอก เนื่องจากวงจร ใช้แรงดัน และกระแสไม่สูงมากนัก สามารถควบคุมแรงดันกระแสกลับได้โดยตรงสำหรับวงจรควบคุมเฟส หรือสร้างสัญญาณทริกนั้น ใช้ไอซีควบคุมเฟสเบอร์ TCA 785 ซึ่งรายละเอียดของวงจรภายใน ไอซี TCA 785 สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภายในไอซี TCA 785

การทำงานของไอซี ควบคุมเฟส ตัวนี้ สามารถใช้แรงดันในช่วง 8 ถึง 18 โวลต์ สำหรับการใช้นี้เลือกใช้แรงดัน 15 โวลต์ การทำงานจะอาศัยสัญญาณซิงค์ จากแหล่งจ่ายพลังงาน ผ่านทางขา 5 และขา 1 ซึ่งเป็น ขาที่ต่อกับกราวด์ของแหล่งจ่าย แล้วผ่านวงจรตรวจจับแรงดันสูง ไปยังส่วนของวงจรซิงค์โครไนซ์รีจิสเตอร์ ซึ่งควบคุมแรงดัน แรมป์ ซึ่งกำเนิดรูปคลื่นฟันเลื่อย (sawtooth) ที่เกิดจากการเก็บประจุของ C10 ด้วยกระแสที่ หรือจากค่า C_R ที่ต่อกับขา 10 โดยค่าคาปาซิแตนซ์ C10 จะใช้ค่าอยู่ในช่วง 500 pF ถึง 1 μ F สำหรับ

ประจุแรงดันจนถึงค่าแรงดันสูงสุด (peak value) ดังนั้นแรงดันทางด้านขดทุติยภูมิของหม้อแปลง จะอยู่ในช่วง $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ ถ้ามุมทริก อยู่ระหว่าง α ถึง $\pi/2$ แรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ จะมีสมการเป็น

$$V_C = \sqrt{2} E_s \sin \alpha \quad \dots\dots\dots 3.1$$

ดังนั้นแรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาต์พุต จะมีค่าตามสมการ

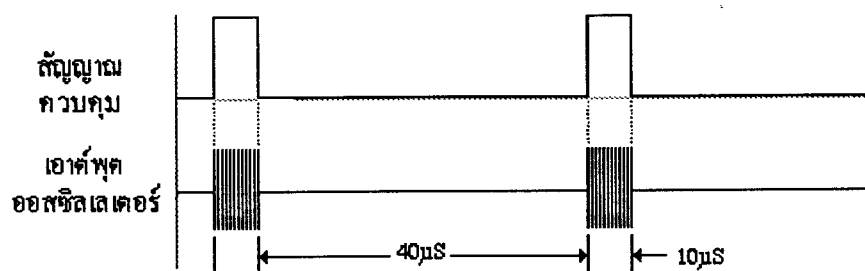
$$E_{o \text{ av}} = \sqrt{2} E_s \quad \text{สำหรับช่วง } 0 \leq \alpha \leq \pi/2 \quad \dots\dots\dots 3.2$$

$$= \sqrt{2} E_s \sin \alpha \quad \text{สำหรับช่วง } \pi/2 \leq \alpha \leq \pi \quad \dots\dots\dots 3.3$$

3.1.2 ชุดสร้างสัญญาณควบคุม

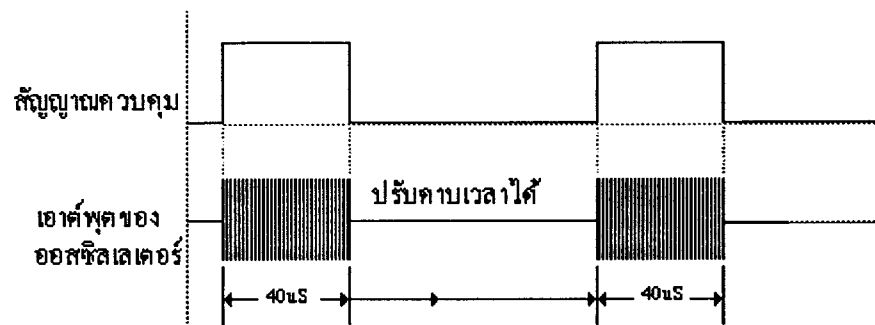
ความถี่ทางเอาต์พุตของวงจร ออสซิลเลเตอร์ จะมีสัญญาณเป็นรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่ที่เกิดขึ้นกำหนดโดย ค่า LC จากวงจรจูน ตามรูปที่ 3.9 การทำงานของ วงจรกำเนิดสัญญาณจะทำงานอยู่ 3 โหมดด้วยกันคือ

- โหมดของการจี้ห้ามเลือด ในโหมดดังกล่าวฝั่งเวลาการทำงานได้แสดงดังรูปที่ 3.6 ในโหมดนี้ ชุดกำเนิดสัญญาณ จะถูกควบคุมการทำงานจากวงจรควบคุมภายนอก ระดับ สัญญาณที่ออกจะมีระดับค่าแรงดันคงที่ การทำงานจะเป็นช่วงมีลักษณะการทำงานเหมือนกับ วงจรบล็อกกิ้งออสซิลเลเตอร์ โดย ช่วงเวลาในการเกิดพัลส์ จะอยู่ในช่วงเวลา 10 ไมโครวินาที และมีช่วงพักของพัลส์ประมาณ 40 ไมโครวินาที



รูปที่ 3.6 แสดงฝั่งเวลาการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรควบคุมในโหมดจี้

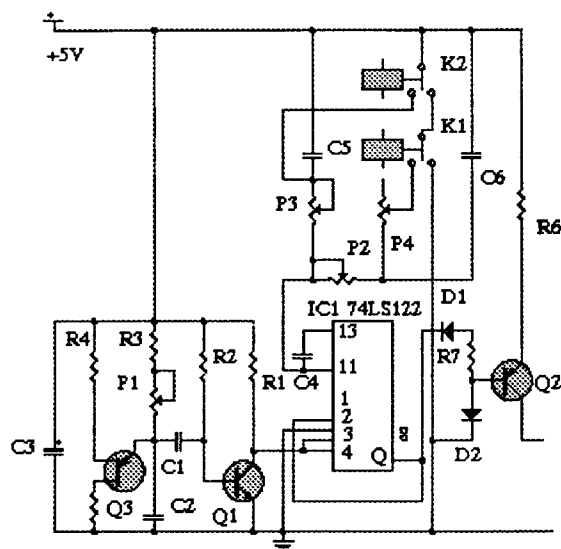
- โหมดการทำงาน จี้-ตัด พร้อมการห้ามเลือด ในโหมดนี้ช่วงเวลาของการเกิดพัลส์ สามารถปรับค่าเวลาได้ตั้งแต่ 0-สัญญาณต่อเนื่อง



รูปที่ 3.7 แสดงผังเวลาการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรควบคุมในโหมดจี้-ตัด

โหมดการผ่าตัดอย่างเดียว ในโหมดนี้ตัวกำเนิดสัญญาณจะทำงานอย่างอิสระ หรือเรียกว่า ฟรีรันนิ่งออสซิลเลเตอร์ (freerunning oscillator) ผลิตสัญญาณต่อเนื่องออกมาโดยมีความถี่ และระดับของสัญญาณคงที่ โดย ผังเวลาของการทำงานทั้ง 3 โหมด แสดงดังรูปที่ 3.6 และ 3.7 ส่วนสัญญาณการผ่าตัด และสัญญาณการควบคุมสำหรับ โหมด ผ่าตัดอย่างเดียว จะเป็นสัญญาณต่อเนื่องตลอดเวลา ไม่มีการเปลี่ยนแปลงต่อเวลา

การออกแบบวงจรควบคุม ในโหมดจี้ อย่างเดียว เราต้องการพัลส์ สำหรับทริกวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งความกว้างของพัลส์อยู่ในช่วง 10 ไมโครวินาที และช่วงพักประมาณ 40 ไมโครวินาที ดังนั้นคาบเวลาทั้งหมดจะใช้เวลาประมาณ 50 ไมโครวินาที ซึ่งต้องสร้างสัญญาณทริกที่ทุกๆ เวลา 50 ไมโครวินาที หรือมีความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ โดยความถี่ชุดนี้จะต้องผลิตสัญญาณในลักษณะที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่มีคาบเวลาคงที่ ในการออกแบบเลือกใช้ ยูเจที เป็นตัวผลิตสัญญาณ กำหนดความถี่โดย ค่า ความต้านทาน และค่าคาปาซิเตอร์ และค่าความต้านทานควรมีความต้านทานปรับค่าได้สำหรับการปรับแต่ง เอาต์พุตของวงจร ต่อไปยังวงจรขยายโดยใช้ทรานซิสเตอร์ เพื่อให้เกิดเป็น พัลส์แคบเพื่อให้เกิดการทริกแมนย้าขึ้น ก่อนส่งไปยังวงจร ไมโครสเตเบิลมัลติไวเบเตอร์ ชนิดที่สามารถทริกซ้ำได้ เพื่อให้สามารถปรับ ความกว้างของพัลส์ได้ ซึ่งความกว้างของพัลส์กำหนดโดยค่า ความต้านทาน และคาปาซิเตอร์ต่อวงจรภายนอกวงจร ไมโครสเตเบิล สามารถสร้างได้หลายวิธี ในโครงงานนี้เลือกใช้ ไอซี ทีทีแอล เบอร์ 74LS122 ซึ่งวงจรควบคุม ได้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรควบคุมการทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง

จากรูปที่ 3.8 การปรับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ สามารถปรับได้โดยใช้ P1 ส่วนการปรับความกว้างของพัลส์ นั้นจะประกอบด้วย C4 และ P2 ส่วน P3 และ P4 เป็นค่าที่ใช้สำหรับการปรับแต่ง แต่ P2 จะต่อไว้สำหรับปรับขณะใช้งานภายนอก ในโหมด จี้-ตัด ส่วนในโหมดจี้เพียงอย่างเดียว นั้น ใช้ค่า P3 ตั้งไว้เป็นค่าคงที่ ในการปรับแต่งวงจร คาบเวลา ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น สามารถทำให้เกิดความผิดพลาดได้เล็กน้อย เนื่องจากไม่ส่งผลต่อการใช้งานมากนัก เนื่องจากการใช้งานหากความกว้างของพัลส์มีมาก ระดับแรงดันที่ใช้ก็จะต่ำลง เนื่องจากในการใช้งานแรงดันสูงจะมีผลต่อการอาร์ค ได้ดีมีการกระจายสูง หากความกว้างของพัลส์สูง ระดับพลังงานเฉลี่ยก็สูงตาม ซึ่งในการผ่า หรือ จี้ เราต้องการพลังงานเฉลี่ยที่ได้เพื่อเปลี่ยนเป็นพลังงานความร้อนนั่นเองส่วนรีเลย์ K1 และ K2 เป็นตัวควบคุมโหมดการทำงานของวงจรควบคุม เอาต์พุตจากไอซี 74LS122 จะถูกส่งต่อไปยังทรานซิสเตอร์ แรงดันสูงเบอร์ MPSA92 เพื่อใช้ขับวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูงต่อไป

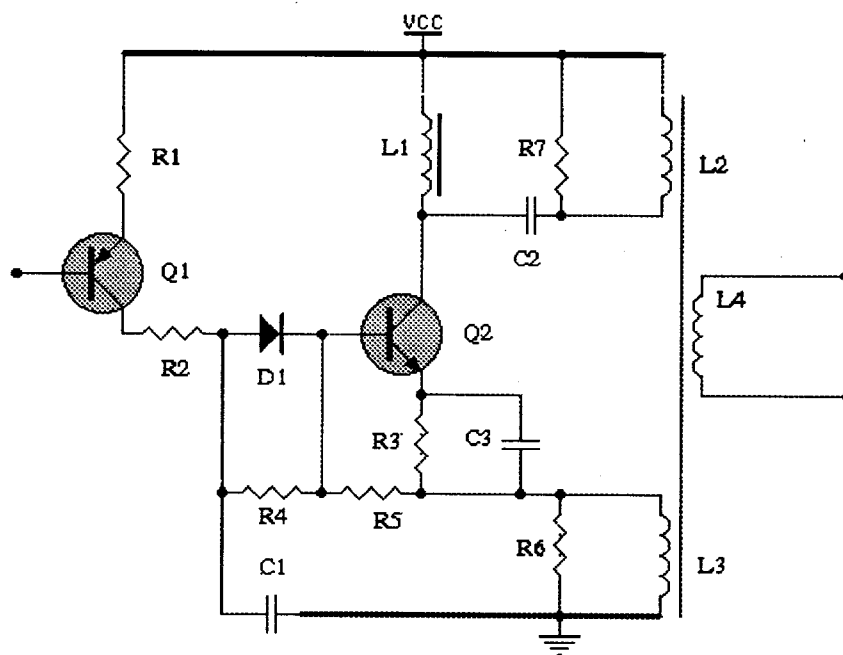
3.1.3 ขุดสร้างสัญญาณความถี่สูง

วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูงคลื่นรูปขายน้นสามารถสร้างได้หลายวิธี แต่โครงงานนี้เลือกใช่วงจรออสซิลเลเตอร์ ที่เป็นวงจรจูน หรือวงจรแทงค์ เนื่องด้วยวงจรดังกล่าวให้รูปคลื่นเป็นสัญญาณรูปขายนสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีจนถึงย่าน MHz ซึ่งไอซีสำเร็จรูปมักจะมีความผิดเพี้ยนสูงเมื่อความถี่สูงเกินกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์ และความถี่สูงที่ใช้งานจะต้องอยู่ในย่านที่

ปลอดภัยต่อผู้ป่วยคือความถี่ต้องไม่ต่ำกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นความถี่ที่สร้างขึ้นจะต้องไม่แปรไปตามแรงดัน อุณหภูมิ และโหลดของวงจร ดังนั้นภาคขยายต่อไปของวงจร และตัววงจรกำเนิดสัญญาณจะต้องมีค่า แบบตัวดิรท์ที่แคบ

เนื่องจากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง 500 กิโลเฮิร์ตซ์ นี้มีความสำคัญสูง ถือได้ว่าเป็นหัวใจของเครื่องจี๊ดด้วยไฟฟ้า ถ้าหากการทำงานไม่มีเสถียรภาพ จะทำให้เกิดอันตรายต่อผู้ป่วยได้ เนื่องจากสัญญาณทางเอาต์พุตของวงจรต้องการ กำลังค่อนข้างสูง เพื่อใช้ขับภาคต่อไป และไม่ต้องต่อวงจรขยายหลายชั้น เพื่อลดความเพี้ยนของสัญญาณ ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์ชุดนี้ จึงใช้แรงดันค่อนข้างสูงกว่าวงจรกำเนิดสัญญาณทั่วไป การทำงานของวงจรจะเป็นการสร้างสัญญาณรูปซายน์ตั้งแต่อินพุตจนถึงเอาต์พุต ดังนั้น ฮาโมนิกส์ที่เกิดขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องซึ่งสร้างโดยกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมแล้วผ่านวงจรกรองความถี่นั้นการสร้างโดยสัญญาณรูปซายน์ จะดีกว่า แต่การสร้างจะยุ่งยากกว่า

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบจะทำงานเหมือนวงจร บล็อกกิ้งออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทำงานกำหนดความถี่เบื้องต้นจากค่า LC และจะถูกควบคุมการทำงานจากภาคควบคุม การออสซิลเลตจะถูกควบคุมโดยการป้อนกลับแบบบวก มายังอินพุตของวงจร ซึ่งรูปแบบของวงจรกำเนิดสัญญาณ แสดงดังรูปที่ 3.9 ซึ่งการทำงานของวงจรจะอาศัยการเกิดเรโซแนนซ์ ในอุปกรณ์ LC วงจรเรโซแนนซ์นั้นจะมีหน้าที่ ที่สำคัญอีกอย่างคือเป็นตัวเลือกความถี่หรือแถบความถี่ที่ต้องการจากสัญญาณที่ป้อนเข้ามาทางอินพุตออกไปสู่โหลดโดยที่ความถี่ที่ไม่ต้องการจะต้องถูกลดทอน



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง

ออกไป ดังนั้นในการออกแบบวงจรให้เกิดประสิทธิผลที่ดีนั้น จะต้องทราบคุณสมบัติที่จำเป็นสำหรับการออกแบบวงจร แทงค์แต่ละชุด

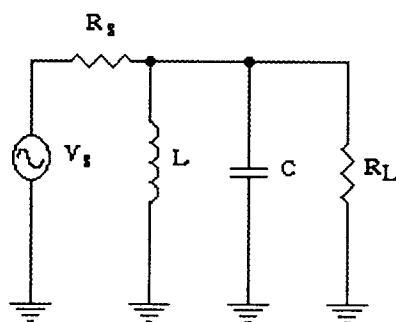
แบนด์วิดท์ (bandwidth) คือแถบของช่วงความถี่ระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุด (f_2-f_1) ที่ค่าของแอมพลิจูดลดลง 3 dB จากค่าอแอมพลิจูดสูงสุด โดยช่วงความถี่นี้มีกำลังเป็นครึ่งหนึ่งของช่วงความถี่ที่ 0 dB

ค่า Q คืออัตราส่วนระหว่างค่าความถี่กลาง (f_c) ของวงจรเรโซแนนซ์ ต่อค่าแบนด์วิดท์ของมัน (f_2-f_1) โดยเขียนเป็นสมการได้คือ

$$Q = \frac{f_c}{(f_2 - f_1)} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

ค่า Q จะเป็นตัวบอกถึงความสามารถในการเลือกความถี่ที่ต้องการของวงจร เรโซแนนซ์ ที่ค่า Q สูงนั้นจะมีผลทำให้คุณสมบัติในการเลือกความถี่ที่ดี แต่ก็มีผลทำให้ช่วงแบนด์วิดท์นั้นแคบลงไปด้วย

ค่าการลดทอนทั้งหมด (ultimate attenuation) เป็นค่าที่แสดงถึงการลดทอนของวงจรเรโซแนนซ์ที่ความถี่นอกแบนด์ หรือความถี่ที่ไม่ต้องการ อันเนื่องมาจากคุณสมบัติของอุปกรณ์ในด้านการตอบสนองความถี่ คือตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำที่ตรงกันข้ามกันนั่นเอง



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรสมมูล ในการวิเคราะห์ค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์

จากวงจรรูป 3.10 เป็นลักษณะของวงจร LC เรโซแนนซ์ หากเราจะวิเคราะห์ถึงการลดทอน แรงดันในย่านความถี่ต่างๆ เราสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$V_{out} = \frac{X_{total}}{R_s + X_{total}} (V_{in}) \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

เมื่อ $X_{\text{total}} = \frac{X_C X_L}{X_C + X_L} \dots\dots\dots(3.6)$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$$X_L = j\omega L$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} X_{\text{total}} &= \frac{\frac{1}{j\omega C} (j\omega L)}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} \\ &= \frac{\frac{L}{C}}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} \end{aligned}$$

เอา $j\omega L$ คูณเข้าไปทั้งเศษและส่วน

$$\begin{aligned} X_{\text{total}} &= \frac{j\omega L}{1 + (j\omega L)(j\omega C)} \\ &= \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \end{aligned}$$

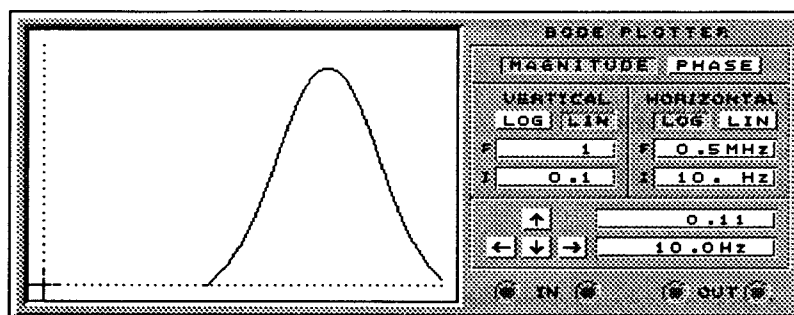
แทนค่า X_{total} แทนค่าลงในสมการ 3.5

$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{j\omega L}{R_s + \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}}$$

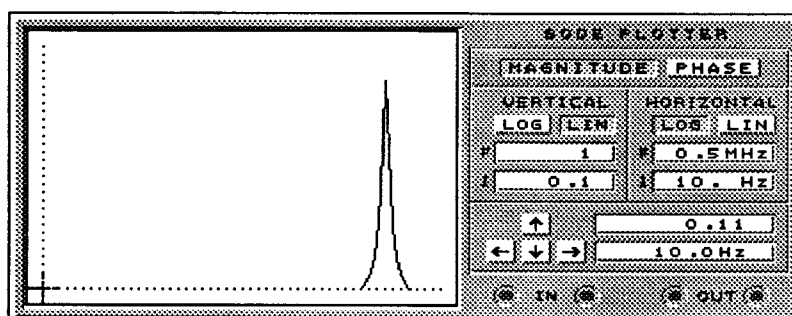
นำ $1 - \omega^2 LC$ คูณทั้งเศษและส่วน

$$\begin{aligned} \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} &= \frac{j\omega L}{(R_s - \omega^2 R_s LC) + j\omega L} \\ \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} &= 20 \log_{10} \left| \frac{j\omega L}{R_s - \omega^2 R_s LC + j\omega L} \right| \dots\dots\dots(3.7) \end{aligned}$$

จากสมการ 3.7 เมื่อเราให้ความถี่เปลี่ยนแปลง เราเห็นผลตอบสนองของความถี่ต่อวงจร ดังแสดงในรูปที่ 3.11 - 3.14 ซึ่งเป็นการซิมูเลตวงจรด้วยโปรแกรม electronic workbench



รูปที่ 3.11 แสดงกราฟของค่า Q จากวงจรเรโซแนนซ์ เมื่อให้ ค่าเหนี่ยวนำสูง ค่าความจุต่ำ
(ค่าเหนี่ยวนำ 1 มิลลิเฮนรี ค่าความจุ 10 นาโนฟารัด)

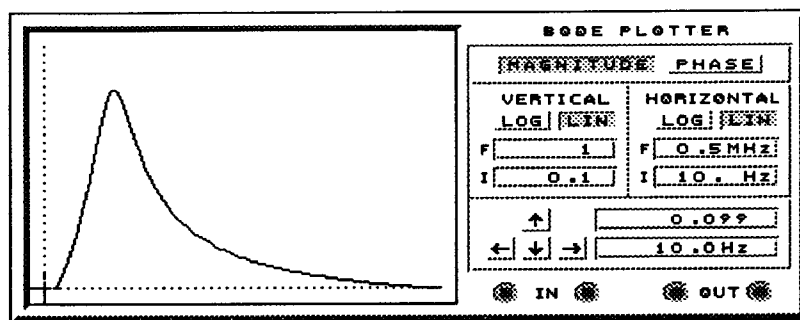


รูปที่ 3.12 แสดงกราฟของค่า Q จากวงจรเรโซแนนซ์ เมื่อให้ค่าความเหนี่ยวนำต่ำ ค่าความจุสูง
(ค่าความเหนี่ยวนำ 12 ไมโครเฮนรี ค่าความจุ 0.1 ไมโครฟารัด)

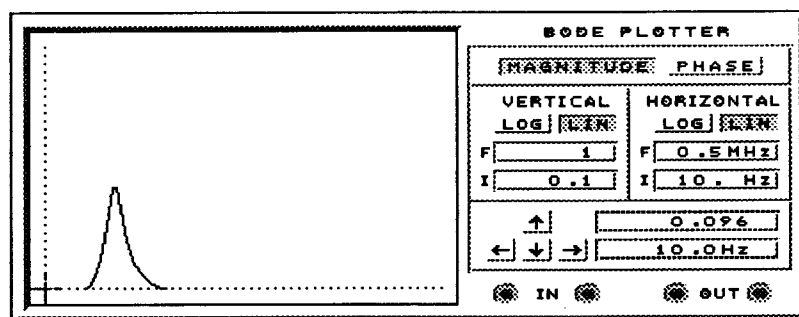
ค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์ สามารถคำนวณได้จากสูตรคำนวณของอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่กลางกับค่าของแบนด์วิดท์ที่ 3 dB ของวงจร และเป็นค่า Q ของวงจรขณะต่อโหลดที่ต้องกล่าวถึงค่า Q ก็เพราะว่ามันสามารถแสดงคุณลักษณะแถบความถี่ผ่าน ของวงจรเรโซแนนซ์ได้ ค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์ขึ้นอยู่กับ

- ค่าความต้านทานภายในแหล่งกำเนิด (R_S)
- ค่าความต้านทานของโหลด (R_L)
- ค่า Q ของอุปกรณ์ในวงจร

การที่ค่า ความต้านทานภายในของวงจรเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่า Q เพิ่มขึ้น ซึ่งจะทำให้วงจรเรโซแนนซ์มีคุณสมบัติในการเลือกความถี่ ดีขึ้นกว่าเดิม เพราะช่วงแบนด์วิดท์จะแคบลง ในส่วน



รูปที่ 3.13 แสดงกราฟของค่า Q จากวงจรเรโซแนนซ์ เมื่อค่า RS มีค่าต่ำ
(RS = 50 โอห์ม)



รูปที่ 3.14 แสดงกราฟของค่า Q จากวงจรเรโซแนนซ์ เมื่อค่า RS มีค่า สูง
(RS = 400 โอห์ม)

ของอิมพีแดนซ์โหลด หรือ R_L ที่ต่อกับวงจรเรโซแนนซ์ เราสามารถคำนวณอิมพีแดนซ์ของโหลดทั้งหมด ได้จากการให้ R_L และ R_S ต่อขนานกัน ให้ผลรวมออกมาเป็น R_p ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า R_S และ R_L และจะทำให้ได้ค่า Q ที่น้อยลงด้วย เราสามารถหาค่า Q ได้จากสมการ

$$Q = \frac{R_p}{X_p} \dots\dots\dots 3.8$$

โดยค่าของ X_p คือค่ารีแอคแตนซ์ ของตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ ซึ่งจะต้องมีค่าเท่ากันขณะที่เกิดเรโซแนนซ์ จากสมการ 3.5 ถ้าหาค่าของ R_p มีน้อย จะทำให้ค่า Q น้อยลงด้วย และถ้าค่า R_p มากขึ้นก็จะทำให้ค่า Q มากขึ้นด้วย ในทางปฏิบัติแล้วจะพบว่าค่า R_p จะเป็นค่าคงที่ ส่วนค่า X_p จะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา และจะมีผลดีที่เราสามารถที่จะกำหนดค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์ โดยเรากำหนดค่า อิมพีแดนซ์รวม R_p ของโหลดและแหล่งกำเนิดมีค่าคงที่แล้วคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งค่า Q ที่ดีที่สุดจะเกิดขึ้นเมื่อตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำๆ และค่าตัวเก็บประจุมีค่าสูงๆ ดังแสดงให้เห็นจากกราฟในรูปที่ 3.11 และ

รูปที่ 3.12 และรูปวงจรสมมูลใช้ในการวิเคราะห์ได้แสดงดังรูปที่ 3.10

วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง ถือได้ว่าเป็นหัวใจของเครื่องจี-ตัดด้วยไฟฟ้าเลยทีเดียว ดังนั้นการออกแบบวงจร เราต้องให้วงจรที่มีคุณสมบัติที่ดี ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 4 ประการคือ

- มีเสถียรภาพของวงจรดี
- ให้รูปคลื่นที่เป็นไซน์เวฟจริงๆ
- มีสัญญาณรบกวนต่ำ
- เป็นอิสระหลักเลี่ยงการเกี่ยวข้องกับวงจรอื่นให้มากที่สุด

ในโครงการนี้เราได้อาศัยวงจรเทงค์ สำหรับเป็นตัวกำเนิดความถี่ ที่มีจุดศูนย์กลางที่ความถี่ เรโซแนนซ์ ซึ่งข้อดีของวงจรงี้กล่าวนี้ คือ วงจรจะกรองออก หรือผ่านแถบความถี่ที่ต้องการ โดยไม่มีการเปลี่ยนเฟส และละทิ้งความถี่อื่นอย่างสิ้นเชิง เราสามารถ กำหนดค่า Q ของวงจรได้จาก การเลือกค่าคาปาซิเตอร์ และค่าอินดักแตนซ์ ตามสมการ 3.5 และค่าดังกล่าวจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการออสซิลเลตด้วย ซึ่งมีสมการเป็น

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots\dots\dots (3.9)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 ความถี่ของวงจรกำหนดโดย $L1$ และ $C2$ ส่วน $L2$, $L3$ และ $L4$ จะพันบนแกนเดียวกัน เลือกใช้แกนที่มีรูปร่างแบบ Pot-core หรือ Square Core (RM Core) เนื่องจากสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกได้และลดการเหนี่ยวนำรบกวนให้มีความน้อยโดยเลือกใช้แกนที่ทำด้วยวัสดุ เฟอร์ไรต์ เนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูง $L2$ ออกแบบให้มีค่า อินดักแตนซ์ต่ำ มีกระแสในส่วนของวงจรจนไหลผ่าน และเหนี่ยวนำไปยังขด $L3$ ซึ่งป้อนกลับมายังขาเบสของทรานซิสเตอร์ การป้อนกลับจะเป็นการป้อนกลับแบบบวก เพื่อให้วงจรเกิดการออสซิลเลตและค่าการป้อนกลับจะต้องมีค่าเหมาะสมไม่มากเกินไปจะทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนได้ ส่วนเอาต์พุตของวงจรได้แก่ขด $L4$ เนื่องจากอินพุตของวงจรมีการป้อนกลับ เราสามารถปรับวงจรจนให้ทำงานที่ความถี่พื้นฐาน หรือความถี่ฮาร์โมนิกใดๆ ได้จากคุณสมบัติของวงจร วัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ จะต้องเลือกชนิดที่มีการสูญเสียต่ำและมีค่า permeability สูงจะทำให้การพันขดลวด มีจำนวนรอบน้อยลง วงจรจะมีค่า Q สูง มีแบนด์วิดท์ที่แคบ มีสัญญาณเอาต์พุตแรง และที่สำคัญวงจรจะมีขนาดเล็ก

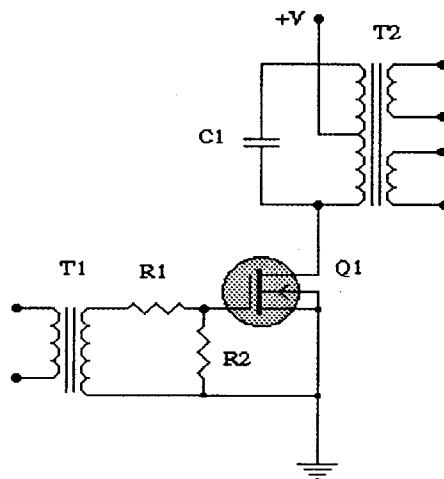
3.1.4 วงจรขับอินเวอร์เตอร์

เมื่อได้สัญญาณความถี่สูง คลื่นรูปไซน์ ที่สามารถควบคุมได้แล้วก็นำมาขยาย



สัญญาณให้มีกำลังสูงขึ้น และทำการแยกเฟสสัญญาณออกเป็นสองส่วน แยกแหล่งจ่ายของชุดขับและชุดขยายกำลังให้ออกจากกัน ให้เชื่อมโยงทางเส้นแรงแม่เหล็ก โดยอาศัยหม้อแปลงไฟฟ้าให้มีกำลังสูงขึ้นเพียงพอสำหรับขับภาคต่อไป ดังวงจรที่แสดงในรูป 3.15

ในอินดักเตอร์จริงๆ จะมีการสูญเสียเนื่องจากความต้านทาน และเมื่อมีโหลดต่ออยู่ จะทำให้มีผลเหมือนกับความต้านทานทั้งสองต่อขนานกันซึ่งอาจทำให้แบนด์วิธที่กว้างเกินไปหรือแคบเกินไป เราสามารถเพิ่มตัวต้านทานอีกอันหนึ่งคร่อมวงจรจนเพื่อจะลดค่าความต้านทานสุทธิลง เพื่อเพิ่มแบนด์วิธให้เหมาะสม เนื่องจากวงจรที่เราใช้ในภาคขับนี้ เราจะรุ่นให้เลือกทำงานเฉพาะความถี่ที่สูงกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป และลดทอนความถี่ที่ต่ำลงไป เนื่องจากเราเลือกค่าคาปาซิเตอร์ ค่าสูงดังนั้น ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้จึงมีค่าต่ำ การปรับวงจรให้ เรโซแนนซ์ นั้นทำได้โดยการพันค่าอินดักแตนซ์ ที่เหมาะสม ซึ่งต้องมีความละเอียดพอสมควรเนื่องจาก ทั้งค่าคาปาซิเตอร์ และอินดักแตนซ์ ที่ใช้ เป็นค่าคงที่ทั้งหมดดังนั้นถ้าให้แบนด์วิธที่แคบเกินไปจะทำให้การปรับยุ่งยากมากขึ้น เนื่องจากการใช้งานของเครื่องจัดัด ความถี่ที่ใช้งาน ต้องไม่ต่ำกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นหากวงจรรับสัญญาณที่สูงขึ้นกว่าเดิมจะไม่มีอันตรายต่อการใช้งานจริง แต่ความถี่จะต่ำลงกว่า 500 กิโลเฮิร์ตซ์ไม่ได้ ซึ่งวงจรภาคขับสัญญาณแสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรภาคขับ และแยกเฟสสัญญาณ

จากรูปที่ 3.15 สัญญาณความถี่สูงถูกส่งผ่านหม้อแปลง T1 และทำการแบ่งแรงดันโดยความต้านทาน R1 และ R2 เพื่อให้ได้แรงดันที่เหมาะสมกับเกตของมอสเฟต ความถี่ที่เข้าทางอินพุตของมอสเฟต จะถูกจูนให้เรโซแนนซ์ โดย L จากขดลวดปฐมภูมิของ T2 กับ C1 และส่งสัญญาณและแยกเฟสสัญญาณด้วย ขดลวดทางทุติยภูมิของ T2 เพื่อขับภาคต่อไป

ปัญหาอันหนึ่งสำหรับวงจรคือ เมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายมีค่าแตกต่างกัน

โดยที่อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายหรือทางอินพุตมีค่าต่ำกว่าโหลดมาก จะมีผลต่อวงจรเรโซแนนซ์ คือ ทำให้ค่า Q ของวงจรลดลง และแบนด์วิดท์กว้างขึ้น จึงเป็นปัญหาที่จะออกแบบวงจรให้มีค่า Q สูงๆ ขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายต่ำ เรียกว่าวงจรไม่เกิดการแมตช์กัน ซึ่งเป็นปัญหามากสำหรับวงจร ดังกล่าว ดังนั้นวิธีหนึ่งสำหรับการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร เพื่อให้แมตช์ กับแหล่งจ่าย คือการแท็ปค่าความเหนี่ยวนำซึ่งจะทำให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายเปลี่ยนไปตามสมการที่ 3.9

$$R_S' = R_s \left(\frac{n}{n_1} \right)^2 \dots\dots\dots(3.10)$$

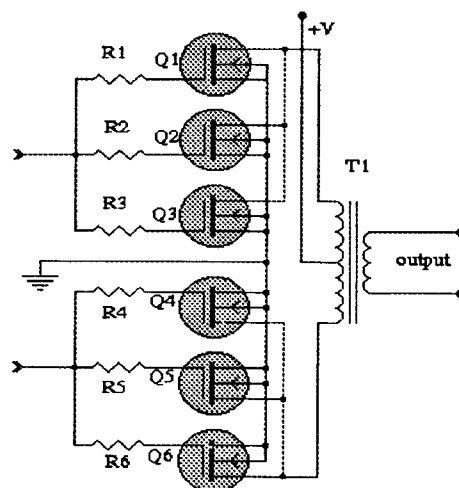
โดยที่ n คือจำนวนรอบทั้งหมดของตัวเหนี่ยวนำ

n1 คือจำนวนรอบที่ทำการแท็ป

การเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ จะทำให้วงจรเรโซแนนซ์ มีค่าแมตช์กันในแต่ละภาค และจะทำให้การส่งถ่ายกำลังแต่ละภาคมีค่าสูงสุด

3.1.5 วงจรขยายกำลัง

วงจรภาคขยายกำลัง ซึ่งเป็นภาคขยายสุดท้ายของวงจร ได้ออกแบบวงจรให้ทำงานในแบบพุชพูล ดังนั้นอินพุตจากจากภาคขับจะมี 2 ชุด ที่มีขนาดสัญญาณเท่ากันแต่ต่างเฟสกัน 180 องศา โดยวงจรกลับเฟสจะอาศัยขดลวด 2 ชุดที่ต่ออยู่กับภาคขับ ที่มีหลักการเหมือนกับการต่อหม้อแปลงเซนเตอร์แท็ปนั่นเอง ภาคขับจะทำการควบคุมอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังคือ มอสเฟต ให้สลับกันทำงาน ซึ่งวงจรแสดงดังรูปที่ 3.16

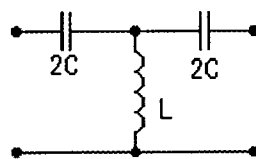


รูปที่ 3.16 แสดงรูปวงจรขยายกำลัง

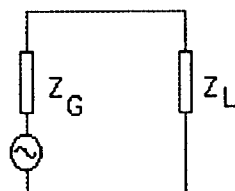
การออกแบบวงจร ภาควิชาจ่ายกำลังที่ให้งานในแบบพุช-พูล นั้นเนื่องจากต้องการแยก อินพุต กับเอาต์พุตให้ออกจากกัน เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้า ในบ้าน สำหรับผู้ป่วยและผู้ใช้งาน กำลังงานที่ได้จากวงจรชนิดนี้ให้กำลังค่อนข้างสูง

3.1.6 วงจรกรองความถี่สูงออก

วงจรกรองความถี่สูงผ่านเป็นวงจรฟิลเตอร์ ที่ยอมให้ความถี่ที่สูงกว่าค่าที่เลือกไว้ผ่าน ได้ และจะลดทอนความถี่ที่ต่ำกว่า หรือที่ไม่ต้องการออกมา ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อผู้ป่วยได้ ดังนั้นวงจรที่ใช้จึงเลือกวงจรกรองชนิด T ดังแสดงในรูป 3.17



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรกรองความถี่สูงออกที่ต่อแบบ T



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรเงื่อนไขการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด

การส่งจ่ายแหล่งกำเนิดพลังงานที่ต้องการจ่ายกำลังงานไปยังโหลดให้มีประสิทธิภาพ สูงสุดจะต้องขึ้นอยู่กับการเลือกเงื่อนไข ซึ่งเป็นค่าอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนของแหล่งกำเนิดพลังงาน และค่า อิมพีแดนซ์เชิงซ้อนของโหลด ตามสมการ

$$\begin{aligned} Z_T &= Z_G \cos \phi_1 + Z_L \cos \phi_2 \\ &= (Z_G \cos \phi_1 + Z_L \cos \phi_2) + j(Z_G \sin \phi_1 + Z_L \sin \phi_2) \end{aligned} \quad \dots(3.11)$$

ดังนั้น

$$Z_T^2 = Z_G^2 + Z_L^2 + 2Z_G Z_L \cos(\phi_1 - \phi_2)$$

เมื่อ $I = \frac{V}{Z}$

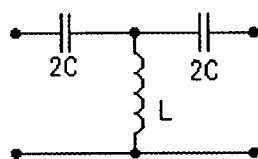
และ $P = I^2 Z_L \cos \phi_2$

โดยที่ $Z_L \cos \phi_2$ เป็นส่วนของค่าความต้านทานของ Z_L และจะได้

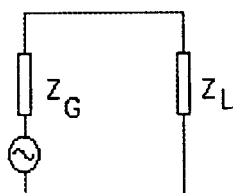
การออกแบบวงจร ภาควิชาฯกำลังให้ทำงานในแบบพหุ-พหุ นั้นเนื่องจากต้องการแยก อินพุต กับเอาต์พุตให้ออกจากกัน เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้า ในบ้าน สำหรับผู้ป่วยและผู้ใช้งาน กำลังงานที่ได้จากวงจรชนิดนี้ให้กำลังค่อนข้างสูง

3.1.6 วงจรกรองความถี่สูงออก

วงจรกรองความถี่สูงผ่านเป็นวงจรฟิลเตอร์ ที่ยอมให้ความถี่ที่สูงกว่าค่าที่เลือกไว้ผ่าน ได้ และจะลดทอนความถี่ที่ต่ำกว่า หรือที่ไม่ต้องการออกมา ซึ่งอาจเป็นอันตรายต่อผู้ป่วยได้ ดังนั้นวงจรที่ใช้จึงเลือกวงจรกรองชนิด T ดังแสดงในรูป 3.17



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรกรองความถี่สูงออกที่ต่อแบบ T



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรเงื่อนไขการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด

การส่งจ่ายแหล่งกำเนิดพลังงานที่ต้องการจ่ายกำลังงานไปยังโหลดให้มีประสิทธิภาพสูงสุดจะต้องขึ้นอยู่กับการเงื่อนไข ซึ่งเป็นค่าอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนของแหล่งกำเนิดพลังงาน และค่าอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนของโหลด ตามสมการ

$$\begin{aligned} Z_T &= Z_G \cos \phi_1 + Z_L \cos \phi_2 \\ &= (Z_G \cos \phi_1 + Z_L \cos \phi_2) + j(Z_G \sin \phi_1 + Z_L \sin \phi_2) \end{aligned} \quad \dots(3.11)$$

ดังนั้น

$$Z_T^2 = Z_G^2 + Z_L^2 + 2Z_G Z_L \cos(\phi_1 - \phi_2)$$

เมื่อ

$$I = \frac{V}{Z}$$

และ

$$P = I^2 Z_L \cos \phi_2$$

โดยที่ $Z_L \cos \phi_2$ เป็นส่วนของค่าความต้านทานของ Z_L และจะได้

$$P = \frac{V^2 Z_L \cos \phi_2}{(Z_G^2 + Z_L^2 + 2Z_G Z_L \cos(\phi_1 - \phi_2))} \quad \dots(3.12)$$

ทำการดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ 3.12 โดยเทียบกับ Z_L และมี ϕ_2 เป็นค่าคงที่จะได้

$$\frac{dP}{dZ_L} = \frac{-V^2 \cos \phi_2 (1 - Z_G^2 / Z_L^2)}{(Z_G^2 / Z_L + 2Z_G \cos(\phi_1 - \phi_2))^2} \quad \dots(3.13)$$

การส่งถ่ายกำลังสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $(1 - Z_G^2 / Z_L^2) = 0$ เนื่องจาก Z_L มีค่าเป็นบวก และ $Z_L = Z_G$

เมื่อทำการดิฟเฟอเรนเชียลสมการที่ 3.12 เทียบกับ ϕ_2 โดยให้ Z_L เป็นค่าคงที่จะได้

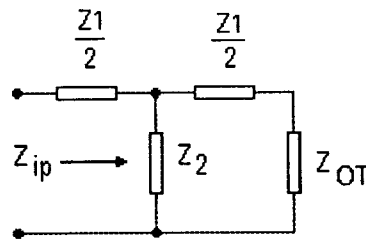
$$\frac{dP}{d\phi_2} = \frac{V^2 Z_L ((Z_G^2 + Z_L^2) \sin \phi_2 + 2Z_G Z_L \sin \phi_1)}{(Z_G^2 + Z_L^2 + 2Z_G Z_L \cos(\phi_1 - \phi_2))^2}$$

การส่งถ่ายกำลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $\frac{dP}{d\phi_2} = 0$ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\begin{aligned} \sin \phi_2 &= -(2Z_G Z_L \sin \phi_1) / (Z_G^2 + Z_L^2) \\ &= -\sin \phi_1 \end{aligned}$$

จากสมการจะเห็นว่าการส่งถ่ายกำลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้น เมื่อค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดกำลังงานและอิมพีแดนซ์ของโหลด เป็นคอนจูเกตกัน และถ้าหากค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายกำเนิดพลังงานมีค่าไม่คงที่ การส่งผ่านกำลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อส่วนของ Z_G ได้แก่ $Z_G \cos \phi_1$ มีค่าเท่ากับศูนย์

อิมพีแดนซ์ของวงจรชนิด T



รูปที่ 3.19 วงจรเน็ตเวิร์กที่นำมาคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์

จากรูปที่ 3.19 เมื่อต่อโหลด Z_{OT}

$$\text{อินพุตอิมพีแดนซ์} \quad Z_{ip} = \frac{Z_1/2 + Z_2(Z_1/2 + Z_{OT})}{(Z_2 + Z_1)/(2 + Z_{OT})} \quad \dots(3.14)$$

เมื่อให้ $Z_{ip} = Z_{OT}$

$$Z_{OT} = \sqrt{(Z_1 Z_2 + Z_1^2 / 4)} \quad \dots(3.15)$$

และเมื่อเปิดวงจรทางเอาต์พุต อิมพีแดนซ์เมื่อมองทางเอาต์พุตจะได้

$$Z_{TOC} = \frac{Z_1}{2 + Z_2} \quad \dots(3.16)$$

เมื่อลัดวงจรหัวต่อทางเอาต์พุต อิมพีแดนซ์ที่ได้คือ

$$\begin{aligned} Z_{TSC} &= \frac{Z_1}{2} + \frac{Z_2 Z_1 / 2}{Z_2 + (Z_1 / 2)} \\ &= \frac{(Z_1 Z_2 + (Z_1^2 / 4))}{Z_2 + (Z_1 / 2)} \end{aligned} \quad \dots(3.17)$$

นำสมการที่ 3.16 คูณกับสมการ 3.17 จะได้

$$\begin{aligned} Z_{TOC} Z_{TSC} &= \frac{(Z_2 + Z_1 / 2)(Z_1 Z_2 + Z_1^2 / 4)}{Z_2 + (Z_1 / 2)} \\ &= Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4} = Z_{OT}^2 \end{aligned}$$

และ $Z_{OT} = \sqrt{Z_{TOC} Z_{TSC}} \quad \dots(3.18)$

ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation constant) $\gamma = \alpha + j\beta$ เป็นอีกส่วนหนึ่งของเน็ตเวิร์ก ที่มีความสำคัญ ซึ่งค่าดังกล่าวจะประกอบด้วยเลขจำนวนจริง และเลขจำนวนเชิงซ้อน โดยที่ค่า α เป็นค่าของเลขจำนวนจริงเรียกว่า สัมประสิทธิ์ของการผันแปร (alteration coefficient) ส่วนค่าจินตภาพ β เรียกว่าสัมประสิทธิ์ของการเลื่อนเฟส

ในเน็ตเวิร์กจะมีการสูญเสียของกำลังงานโดยระดับแรงดันจะกำหนดได้โดยฟังก์ชันเอ็กโปเนนเชียล คือ

$$V = E \exp(-\gamma l)$$

โดย E คือระดับแรงดันเริ่มต้น

γ คือค่าคงที่ของการแพร่

l เป็นความยาวของการต่อเรียงกันของเน็ตเวิร์ก

เมื่อพิจารณากระแสในเน็ตเวิร์ก จะได้

$$\frac{I_1}{I_2} \exp^{(\alpha)} \quad \text{จะก่อให้เกิดการแปรเปลี่ยนความสูง}$$

โดย $\alpha = \log_2 \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad \text{เนเปียร์} \quad \dots(3.19)$

ในทำนองเดียวกัน

$$\frac{I_1}{I_2} \exp^{(\beta)} \quad \text{จะให้ค่าเฟสระหว่างกระแส ดังนั้น}$$

$$\beta = \log_e \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad \text{เรเดียน} \quad \dots(3.20)$$

เมื่อ 1 เนเปียร์ (Np) เท่ากับ 8.686 เดซิเบล (dB)

หากรวมแรงดันในเน็ตเวิร์ก เมื่อนำวงจร T ต่อเข้าด้วยกัน 2 ชุด จะได้

$$I \exp(2\gamma)Z_1 + (I \exp(2\gamma) - I \exp(\gamma))Z_2 - (I \exp(3\gamma) - I \exp(2\gamma))Z_2 = 0$$

เมื่อหารด้วย $I \exp(2\gamma)$ จะได้

$$\begin{aligned} \frac{\exp(\gamma) + \exp(-\gamma)}{2} &= \cosh \gamma \\ &= 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \end{aligned} \quad \dots(3.21)$$

เมื่อเราพิจารณาวงจรกรองความถี่สูงผ่านออกซึ่งวงจรประกอบด้วยความต้านทานกระแสลับของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ จากรูป 3.17

$$X_1 = \frac{1}{\omega C}$$

หรือ

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$$

และ

$$X_2 = \omega L$$

หรือ

$$Z_2 = j\omega L$$

ดังนั้น

$$\frac{X_1}{4} + X_2 = \omega L - \frac{1}{4\omega C}$$

เราสามารถแทนค่าอิมพีแดนซ์ ลงในสมการ 3.21

$$\cosh \gamma = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}$$

ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} \cosh \gamma &= 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC} \\ \cosh \alpha \cos \beta &= 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC} \end{aligned}$$

ในย่านแถบความถี่ผ่าน $\alpha = 0$ ดังนั้น $\cosh \alpha = 1$ และ

$$\cos \beta = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC} \quad \dots(3.22)$$

แทนค่าด้วยค่าจำกัดของ $\cos \beta$ เท่ากับ ± 1 ในสมการจะได้

$$+1 = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

และ

$$-1 = 1 - \frac{1}{2\omega^2 LC}$$

จากค่าต่างๆ สามารถหาค่าความถี่ที่จุดตัดได้เท่ากับ

$$f_c = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$$

และ

$$f_1 = \infty$$

ค่ามุมเฟส β หาได้จาก

$$\beta = \cos^{-1} [1 - 2(f/f_c)^2] \quad \text{เรเดียน} \quad \dots 3.23$$

เมื่อค่า $\beta = -\pi$ ย่านตัดแถบความถี่ จะลดลงเป็นศูนย์ ในย่านแถบความถี่ผ่าน
ดังนั้น

$$\alpha = \cosh^{-1} [2(f_c/f)^2 - 1] \quad \text{เนเปียร์} \quad \dots 3.24$$

การแปรเปลี่ยนของอิมพีแดนซ์ในวงจรของความถี่สูงออกที่ต่อแบบ T เมื่อ $f = \infty$

$$Z_{OT} = \sqrt{L/C}$$

และเมื่อ $f = f_c$

$$Z_{OT} = 0$$