



มหาวิทยาลัยศรีปทุม

รายงานการวิจัย

เรื่อง

คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ
ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION CONVERTER

วรพงษ์ ไพรินทร์

งานวิจัยนี้ ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยศรีปทุม
ปีการศึกษา 2552

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำงานวิจัยนี้ต้องขอขอบคุณทางท่านอาจารย์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. กิตติพันธุ์ เตชะกิตติโรจน์ หัวหน้าภาควิชาแมคคาทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอัสสัมชัญ ซึ่งในฐานะผู้ทรงคุณวุฒิ ที่ในคำแนะนำในเรื่องต่างๆ เกี่ยวกับงานวิจัยนี้ ให้ลู่ลวงไปได้ด้วยดี พร้อมทั้งนี้ทางคณะจัดทำอยากจะขอขอบพระคุณ อาจารย์ ดร. นิमित บุญภิรมย์ หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้โอกาสในการทำวิจัยครั้งนี้ และให้คำปรึกษาเกี่ยวกับชิ้นงานนี้เป็นอย่างดี

ผู้วิจัย

มิถุนายน 2554

หัวข้อวิจัย : คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ
ผู้วิจัย : นายวรพงษ์ ไพรินทร์
หน่วยงาน : สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีปทุม
ปีที่พิมพ์ : พ.ศ. 2554

บทคัดย่อ

การวิจัยนี้มีเนื้อหาเกี่ยวกับข้องเกี่ยวกับการออกแบบ การจำลองการทำงานโดยคอมพิวเตอร์ การวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ ขนาดกำลัง 100 วัตต์ มีการควบคุม พีดีบีเบิลยูเอ็ม แบบบู๊ตคอนเวอร์เตอร์ แบบอนาล็อก ณ. ระดับกระแส อินพุตที่แตกต่างกัน ทั้งนี้การออกแบบตัวควบคุมแบบ พี ไอ เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตขนาด 400 โวลต์

คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ มีการทดสอบโดยใช้การจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์โดยโปรแกรม MATLAB ทั้งนี้ตัวประมวลผลสัญญาณหรือตัวควบคุม จะทำการเขียนโปรแกรมผ่านทางภาษาซี โดยการทดสอบประสิทธิภาพของระบบจะทำการทดสอบ ทั้งลูปเปิดและลูปปิด ที่ค่า K_i และ K_p ที่แตกต่างกัน ทั้งนี้เพื่อให้สอดคล้องกับความสามารถของระบบ

คำสำคัญ : ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลัง

Research Title : Active Power Factor Correction Converter
Name of Researcher : Mr. Worapong Pairindra
Name of Institution : Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Sripatum University
Year of Publication : B.E. 2554

ABSTRACT

The research deals with the design, simulation, implementation and performance analysis of an Active Power Factor Correction Converter (APFC) rated for 100W. The single phase Boost converter of the DC power supply is controlled employing a PWM controller in the digital processor. A discrete type PI controller is used to regulate the output dc voltage at 400V.

The APFC is simulated using MATLAB and has been successfully implemented. The control software for the controller is written in C language. A detailed performance analysis of the implemented Active Power Factor Correction converter is carried out under closed loop operating conditions and with different values of K_P and K_i of the controller.

Keyword : Active Power Factor Correction (APFC)

สารบัญ

บทที่	หน้า
1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	1
1.2.1 ตัวประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อก	2
1.2.2 คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ	2
1.3 วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง	2
1.4 สรุปบทวิจัย.....	3
2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ.....	4
2.1 การแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบทั่วไป.....	4
2.2 นิยามของตัวประกอบกำลังและ THD	5
2.3 การแก้ไขตัวประกอบกำลัง	8
2.3.1 สมดุลพลังงานในวงจรการแก้ไขตัวประกอบกำลัง.....	8
2.3.2 ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟ	10
2.3.3 รูปแบบวงจรพื้นฐานที่ใช้งานกับการแก้ไขตัวประกอบกำลัง.....	12
2.4 บทสรุป	18
3 การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ.....	19
3.1 การออกแบบวงจรเรียงกระแสด้านเข้า.....	20
3.1.1 การหาค่ากระแสอินพุตและขนาดของไดโอด.....	20
3.1.2 การหาค่าตัวเก็บประจุความถี่สูง.....	21
3.2 วงจรแปลงผันระดับแรงดันกระแสตรงแบบบูสต์ (DC to DC Boost Converter)	22
3.2.1 การหาค่าของตัวเหนี่ยวนำอินพุต	22
3.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต.....	23
3.2.3 การเลือกใช้บูสต์ไดโอด (Boost diode).....	23
3.2.4 การเลือกใช้ บูสต์มอสเฟต (Boost MOSFET)	23
3.2.5 การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสด้านหน้า (Input Rectifier Diode)	24
4 การทดสอบและเก็บผล.....	26
4.1 ภาพรวมของการทดสอบและการเก็บผล	26

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4.2 ผลการทดสอบด้วยอุปกรณ์จริง	26
4.2.1 ผลของกระแสอินพุทเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุทที่มีการควบคุม	27
4.3 ผลของการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์.....	30
4.3.1 รูปสัญญาณของกระแสอินพุทเปรียบเทียบกับการวัด THD	31
5 สรุป อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ	32
5.1 บทสรุปโดยรวม.....	32
5.2 ข้อเสนอแนะ	32
บรรณานุกรม.....	34
ภาคผนวก	36
ภาคผนวก ก	37
ภาคผนวก ข	39
ภาคผนวก ค	42
ประวัติย่อผู้วิจัย.....	44

สารบัญภาพประกอบ

ภาพประกอบที่	หน้า
ภาพประกอบที่ 2-1 (a) โหลดที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น (b) กระแสและแรงดันเกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	5
ภาพประกอบที่ 2-2 รูปแบบสัญญาณของระบบที่มี PF ต่ำ.....	7
ภาพประกอบที่ 2-3 AC to DC คอนเวอร์เตอร์ที่มีการต่อ PFC.....	8
ภาพประกอบที่ 2-4 สมดุลพลังงานในตัวเก็บประจุกำลัง.....	9
ภาพประกอบที่ 2-5 PFC แบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ.....	10
ภาพประกอบที่ 2-6 ตัวเก็บประจุกำลังแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	11
ภาพประกอบที่ 2-7 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	12
ภาพประกอบที่ 2-8 (a) ตัวเก็บประจุแบบบัก (b) แบบจำลอง PWM สวิตชิง สำหรับตัวเก็บประจุแบบบัก.....	14
ภาพประกอบที่ 2-9 (a) ตัวเก็บประจุแบบบัส (b) แบบจำลอง PWM สวิตชิง สำหรับตัวเก็บประจุแบบบัส.....	15
ภาพประกอบที่ 2-10 (a) ตัวเก็บประจุแบบ บัก-บัส (b) แบบจำลอง PWM สวิตชิง สำหรับตัวเก็บประจุแบบ บัก-บัส.....	16
ภาพประกอบที่ 2-11 ตัวเก็บประจุแบบ Fourth-Order (a) ตัวเก็บประจุแบบ Cuk (b) ตัวเก็บประจุแบบ Sepic (c) ตัวเก็บประจุแบบ Zeta.....	17
ภาพประกอบที่ 3-1 Boost PFC ที่ใช้ตัวควบคุมแบบอนาล็อก.....	19
ภาพประกอบที่ 3-2 วงจรเรียงกระแสด้านอินพุทของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง.....	20
ภาพประกอบที่ 3-3 ผลของการต่อวงจรสแน็บเบอร์.....	24
ภาพประกอบที่ 4-1 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 110 โวลต์.....	27
ภาพประกอบที่ 4-2 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 140 โวลต์.....	27
ภาพประกอบที่ 4-3 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 160 โวลต์.....	28
ภาพประกอบที่ 4-4 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 180 โวลต์.....	28
ภาพประกอบที่ 4-5 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 200 โวลต์.....	29
ภาพประกอบที่ 4-6 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 220 โวลต์.....	29
ภาพประกอบที่ 4-7 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟโดยจำลองด้วย MATLAB.....	30
ภาพประกอบที่ 4-8 ค่า THD ที่ได้จากการวัดสัญญาณกระแสอินพุท.....	31
ภาพประกอบที่ 4-9 ฮาร์โมนิกส์ในลำดับต่างๆ ที่ได้จากการวัดสัญญาณกระแสอินพุท.....	31

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

แหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงนั้นมีใช้งานอย่างแพร่หลายในทุกรูปแบบ เช่น อุปกรณ์สื่อสาร คอมพิวเตอร์ หรือแม้กระทั่งอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน ซึ่งนับวันที่จะขยายรูปแบบการใช้ออกอย่างกว้างขวาง ทั้งนี้รูปแบบการแปลงสัญญาณไฟฟ้าที่มีการใช้งานพื้นฐานที่แรงดันระดับ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ ไปเป็นแรงดันกระแสตรงที่ระดับแรงดันต่าง ๆ นั้นมี รูปแบบของคอนเวอร์เตอร์ต่างๆ ให้สามารถเลือกใช้งานตามระดับกำลังไฟฟ้าที่กำหนด

ปัญหาหลักของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้รูปแบบของคอนเวอร์เตอร์ต่างๆ ก็คือยังต้องใช้หลักการแปลงแรงดันกระแสสลับเป็นกระแสตรงผ่านทางบริดจ์ไดโอด และใช้วงจรกรองกระแสทางด้านท้าย ซึ่งหลักการดังกล่าวก่อให้เกิดรูปแบบของกระแสด้านเข้าที่ผิดเพี้ยนจากรูปสัญญาณพื้นฐานที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ผลดังกล่าวทำให้เกิดความสูญเสียในระบบป้อนเข้า

เนื่องจากการขยายตัวในการใช้งานคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตชิ่งในบ้านหรือการใช้งานในโรงงานอุตสาหกรรม จึงมีการใช้มาตรฐานรองรับในต่างประเทศ (ประเทศในเขตยุโรป) อย่างเช่น IEC 61000-3-2 ซึ่งจะกล่าวถึงมาตรฐานกรณีความผิดเพี้ยนของกระแส มีการจำกัดอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ไม่ได้มาตรฐานดังกล่าว ซึ่งแนวโน้มในอนาคตอาจมีการใช้มาตรการเดียวกันกำหนดทิศทางการใช้พลังงานไฟฟ้าในประเทศไทย

ในประเด็นของการปรับปรุงในเรื่องการสูญเสียพลังงานที่น้อยลง การนำเสนอขึ้นจะทำการลดการสูญเสียของพลังงานทางด้านไฟฟ้าที่อยู่ในระดับการวิจัย กล่าวคือ การปรับรูปแบบสัญญาณของกระแสด้านเข้าให้มีรูปแบบที่มีค่าใกล้เคียงสัญญาณแรงดันด้านเข้า ทั้งนี้ในอุปกรณ์หรือแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะมีโดยทั่วไปที่ไม่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลัง จะมีค่าประมาณ 0.55-0.65 ซึ่งจะแตกต่างกับงานวิจัยที่จะพัฒนาตัวประกอบกำลังอยู่ในระดับ 0.99

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

งานวิจัยนี้จะมีวัตถุประสงค์ในการออกแบบทดสอบ คอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟโดยใช้ การจำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ และสร้างอุปกรณ์จริง ทั้งนี้ การทดสอบจะทำการเปรียบเทียบค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์และผลที่ได้จากการ

ทดสอบอุปกรณ์จริงกับมาตรฐานของ IEC 61000-3-2 ส่วนต่อไปคือ การศึกษาผลของการปรับระดับกำลังทางไฟฟ้าเอาท์พุท ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อค่าความผิดเพี้ยนของกระแสพื้นฐาน

การออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟจริงนั้น จะทำการควบคุมผ่านทางตัวประมวลสัญญาณอนาล็อก ที่มีการควบคุมแบบลูปปิด สองลูปโดยการปรับแก้ไขในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ต่อผ่านช่องทางอนุกรม

1.2.1 ตัวประมวลผลสัญญาณแบบอนาล็อก

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟนั้นจะประกอบด้วยกันหลายๆส่วน ซึ่งมีการทำงานร่วมกัน โดยมีตัวควบคุมหรือตัวประมวลผลสัญญาณคือ MC33262 เป็นตัวควบคุมตัวสวิตซ์ซึ่งนี้เนื่องจากงานวิจัยได้เลือกใช้งานตัวสวิตซ์ของบริษัท IR โดยใช้รหัสของตัวสวิตซ์คือ มอสเฟส IRFP 460 จึงจำเป็นต้องมีชุดขับให้แกตัวสวิตซ์ซึ่งนี้ด้วย การออกแบบสวิตซ์นี้จะต้องคำนึงถึงการเข้ากันได้ของสัญญาณที่จะนำไปควบคุม รวมถึง ความปลอดภัยของตัวควบคุมด้วย ดังนั้นการแยกอิสระทางไฟฟ้าจึงต้องมีการคำนึงถึงด้วย ในที่นี้นั้นชุดขับจะมีการรวมกันเป็นแผ่นเดียวที่มีการจ่ายไฟฟ้า 220 โวลท์ 50 เฮิร์ตซ์

1.2.2 คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ

การพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสมกับการใช้งานในงานวิจัยนี้มีความสำคัญมากเนื่องจาก บางคอนเวอร์เตอร์ไม่สามารถที่จะใช้ระบบควบคุมมาปรับแก้ไขตัวประกอบกำลังได้ ดังนั้น ทางผู้วิจัยจึงเลือกคอนเวอร์เตอร์จำพวกนั้นก็คือ บุสต์คอนเวอร์เตอร์ และ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ มาทำการทดสอบเพื่อปรับแก้ไขตัวประกอบกำลัง

ทั้งนี้ระดับกำลังที่ทางผู้วิจัยเลือกจะอยู่ในระดับ 200 วัตต์ ซึ่งเป็นช่วงรอยต่อระหว่าง บุสต์ คอนเวอร์เตอร์ ที่มีระดับกำลังขนาด 100-150 วัตต์ ข้อดีคือง่ายต่อการออกแบบและสร้าง แต่มีอันตรายเรื่องการแยกกันทางไฟฟ้า เพราะไม่มีหม้อแปลง ส่วน พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ ที่มีระดับกำลังขนาด 100-1000 วัตต์ ซึ่งสูงเกินกว่าแบบก่อนหน้า แต่มีความซับซ้อนมากขึ้นเนื่องจากการแยกทางไฟฟ้าผ่านทางหม้อแปลง แต่การแยกทางไฟฟ้าจะเป็นการป้องกันที่ดีขึ้น ซึ่งทางผู้วิจัยจะทำการทดสอบทั้งสองแบบและหาข้อได้เปรียบเสียเปรียบทั้งสองแบบนี้ในบทที่ 4

1.3 วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีใช้งานอยู่ในชีวิตประจำวันเรานั้น อย่างเช่น คอมพิวเตอร์ ได้ถูกพัฒนาให้มีความสามารถ หรือประสิทธิภาพที่สูงขึ้นในขณะที่มีน้ำหนักเบาแล

ราคาที่ถูกกลงด้วยนั้น จากปัญหาหลักของการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบเก่าที่ไม่ได้ได้มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังนั้นมีผลต่อการสูญเสียของระบบไฟฟ้ามาก กล่าวคือถ้าไม่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลัง จะมีตัวประกอบกำลังประมาณ 0.55-0.65 และ ถ้าใช้การแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบ Passive ก็จะได้ตัวประกอบกำลังอยู่ราว 0.7-0.8 ดังนั้นในงานวิจัยของ [1][2] จะนำมาสู่การปรับรูปแบบสัญญาณด้านเข้า เพื่อให้มีรูปแบบสัญญาณคล้ายกับแรงดันด้านเข้า นั้นหมายความว่าตัวประกอบกำลังจะมีค่าใกล้เคียง 1 หรือจากงาน [1][2] อยู่ที่ 0.99

หลังจากที่มีการปรับสัญญาณได้แล้วนั้นยังมีความพยายามที่จะลดต้นทุนในการสร้างแหล่งจ่ายไฟนั้นด้วยการใช้ตัวประมวลสัญญาณที่ราคาถูกลง อย่างในตัวอย่างงานวิจัย [3] ได้มีความพยายามที่จะลดการใช้งานตัวประมวลสัญญาณที่มีราคาแพง จำพวกชิป DSP

พร้อมกันนี้ในงานวิจัยที่ทางผู้วิจัย สนใจมากที่สุดคือการเปรียบเทียบราคาตัวประมวลผลสัญญาณแบบต่างๆ ของแหล่งจ่ายไฟมีการแก้ไขตัวประกอบกำลัง เพื่อเป็นแนวทางในการผลิตเชิงพาณิชย์ ในมาตรฐานของ IEC 61000-3-2

1.4 สรุปบทวิจัย

บทที่ 2 จะนำเสนอทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับแหล่งจ่ายแบบสวิตชิ่งที่มีลักษณะการเสริมแรงดันประกอบด้วย วงจร บูสต์คอนเวอร์เตอร์ และ พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง วงจรกรองกระแสความถี่สูง สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเพิ่มระดับแรงดัน, ตัวประมวลสัญญาณทางอนาล็อก และการควบคุมคอนเวอร์เตอร์แบบอนาล็อก ที่มีการออกแบบระบบควบคุมการป้อนกลับของลูปแรงดันและลูปกระแส

บทที่ 3 จะกล่าวถึงการออกแบบอุปกรณ์จริงในส่วนต่างของโครงสร้าง แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิ่งที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ รวมถึงการออกแบบวงจรควบคุมแบบอนาล็อก

บทที่ 4 จะเป็นผลการทดสอบที่เกี่ยวข้องกับการตอบสนองที่กำลังทางไฟฟ้า ระดับต่างๆ พร้อมทั้งแสดงค่าตัวแปรที่มีผลกระทบกับการตอบสนองของ ส่วนต่างของโครงสร้าง แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิ่งที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอคทีฟ

บทที่ 5 คือบทสรุปของการทำงานในงานวิจัยทั้งหมด รวมถึงการ เสนอข้อคิดเห็นในการปรับปรุงโครงงานนี้ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ

อุปกรณ์เครื่องใช้ทางไฟฟ้าที่ต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าโดยตรงมีผลกระทบต่อระบบหลักโดยรวม ในระบบที่มีโหลดทางไฟฟ้าประเภทตัวต้านทานที่ให้ความร้อนหรือแสงสว่างจะมีลักษณะเชิงเส้นต่อระบบของแหล่งจ่าย แต่ในกรณีที่โหลดมีลักษณะที่มีการต่อกับแหล่งจ่ายประเภทสวิตซ์ จะมีลักษณะที่มีการรบกวนระบบแหล่งจ่ายของการไฟฟ้า ที่ทำให้เกิดกระแส ฮาร์โมนิกส์ ทั้งนี้ในกรณีที่มีการต่อเข้าระบบของแหล่งจ่ายจำนวนมากจะส่งผลต่อระบบโดยรวมของการไฟฟ้าฯ ซึ่งจะทำให้ต้องมีการออกแบบให้มีการจ่ายกำลังทางไฟฟ้ามากขึ้น รวมถึงระบบสายส่งที่มีขนาดใหญ่ขึ้น

2.1 การแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบทั่วไป

การแก้ไขตัวประกอบกำลังนั้น ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลัง สามารถแยกออกเป็นสองกรณี อันดับแรกคือการแก้ไขตัวประกอบกำลังที่อินพุท และการแก้ไขตัวประกอบกำลังที่เอาต์พุท แบบแรกมีการปรับแก้ไขตัวประกอบกำลังด้านหน้าเพื่อปรับแก้ไขให้ระบบ เมื่อมีโหลดที่ไม่เชิงเส้นเข้ามาประกอบ อย่างเช่น บัลลัส จะมีการใส่ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังระหว่างโหลดกับระบบไฟฟ้า เมื่อเกิดกรณีเช่นนี้จะเรียกว่าการแก้ไขที่เอาต์พุท

ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับทางเลือกใช้ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลัง และสามารถแยกกรณีการแก้ไขเป็นสองทางคือ การแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบพาสซีฟ และ แบบที่สองคือ แบบแอกทีฟ ในการแก้ไขแบบแรก จะมีการใช้ส่วนประกอบของตัวรีแอกทีฟพื้นฐาน อย่างเช่น ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ เพื่อแก้ไขตัวประกอบกำลังระหว่างแรงดันกับกระแสที่จ่ายให้กับโหลด ที่มีค่าตัวประกอบกำลังที่ต่ำ ซึ่งนำมาด้วยการปรับแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ

การปรับแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟโดยทั่วไปจะใช้หลักการการชดเชยการผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท โดยที่นำวงจรสวิตซ์ต่างๆมาใช้งาน นั่นก็หมายถึงระบบที่มีความซับซ้อนมากขึ้นกว่าแบบวงจรพาสซีฟ ด้วยเทคโนโลยีที่มีการใช้ ไอซี ทำให้มีการใช้งานที่ง่ายขึ้น ขนาดที่เล็กลง และมีราคาที่ถูกลงตามไปด้วย ซึ่งจากการใช้งานแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ซึ่งจะนำเสนอ นั้น ความสามารถในการปรับปรุงคุณภาพของตัวประกอบกำลังอาจไปได้ถึง 0.99 และ THD มีค่าน้อยกว่า 5% ซึ่งความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งสามารถใช้ได้แบบความถี่ต่ำหรือสูงได้ตามความเหมาะสม

2.2 นิยามของตัวประกอบกำลังและ THD

ตัวประกอบเป็นสิ่งสำคัญในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพราะเนื่องจากการวัดกำลังจริงที่ใช้จ่ายในระบบไฟฟ้า และเป็นการวัดการผิดเพี้ยนในระบบแรงดันและกระแสไฟฟ้า และการเลื่อนเฟสของแรงดันกับกระแส ตามสมการ 2.1 จะนิยามกำลังไฟฟ้าและกำลังปรากฏเฉลี่ยที่แหล่งจ่าย

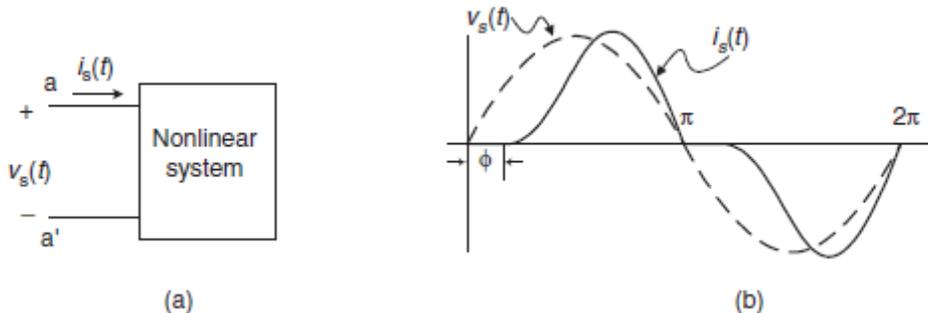
$$PowerFactor(PF) = \frac{RealPower(Average)}{ApparentPower} \quad (2.1)$$

ซึ่งกำลังปรากฏ ถูกนิยามว่าเป็นผลคูณของแรงดันกับกระแส

ในระบบที่มีความเชิงเส้น โหลดจะดึงกระแสและแรงดันที่มีลักษณะสัญญาณเป็นรูปชานัน ตัวประกอบกำลังจะถูกคิดให้อยู่ในรูปของมุมที่เกิดขึ้นระหว่างกระแสและแรงดันจะได้ดังสมการที่ (2.2)

$$PF = \frac{I_{s,rms} V_{s,rms} \cos \theta}{I_{s,rms} V_{s,rms}} = \cos \theta \quad (2.2)$$

ซึ่ง I_{rms} และ V_{rms} คือค่า rms ของกระแสและแรงดันในระบบตามลำดับ มุม θ จะเกิดขึ้นจากการเลื่อนเฟส ดังนั้นในระบบไฟฟ้า ตัวประกอบกำลังจะคิดอยู่ในรูปแบบของ Cosine ของมุมที่เกิดขึ้นระหว่างแรงดันกับกระแส แต่ในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในกรณีที่มีระบบที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น อย่างเช่นแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิงเข้ามาเกี่ยวข้องแล้วนั้นการจะใช้มุมเข้ามาคิดอย่างเดียวยังไม่ใช่ว่าสิ่งที่ถูกต้องอีกต่อไป ในภาพประกอบที่ 2-1 แสดงถึงระบบที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นปรากฏขึ้นที่โหลด



ภาพประกอบที่ 2-1 (a) โหลดที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น (b) กระแสและแรงดันเกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้น

การคำนวณตัวประกอบกำลังจึงเป็นสิ่งที่ซับซ้อนมากขึ้นตามไปด้วย ถ้าเปรียบเทียบกับกรณีที่มีสัญญาณลักษณะเป็นไซน์ ซึ่งถ้าแรงดันและกระแสถูกลดทอนสัญญาณแล้วนั้น ในสมการที่ 2.3 และ 2.4 นำเสนอในส่วนของการใช้ สมการ Fourier เข้ามานำเสนอในส่วนของกระแสและแรงดันในระบบตามลำดับ

$$i_s(t) = I_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{s_n} \sin(n\omega t + \theta_{in})$$

$$= I_{DC} + I_{s1} \sin(n\omega t + \theta_{i1}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{s_n} \sin(n\omega t + \theta_{in})$$
(2.3)

$$v_s(t) = V_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{s_n} \sin(n\omega t + \theta_{vn})$$

$$= V_{DC} + V_{s1} \sin(n\omega t + \theta_{v1}) + \sum_{n=2}^{\infty} V_{s_n} \sin(n\omega t + \theta_{vn})$$
(2.4)

ประยุกต์นิยามของสมการตัวประกอบกำลังใน (2.1) ไปในสมการผิคูณของกระแสและแรงดันข้างต้น จะได้สมการของตัวประกอบกำลังเป็น

$$PF = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{s_n,rms} V_{s_n,rms} \cos \theta_n}{I_{s,rms} V_{s,rms}} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} I_{s_n,rms} V_{s_n,rms} \cos \theta_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{s_n,rms}^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_{s_n,rms}^2}}$$
(2.5)

ซึ่ง $V_{s_n,rms}$ $I_{s_n,rms}$ คือค่า rms ของลำดับกระแสและแรงดันฮาร์โมนิกที่ n^{th} ตามลำดับ และ θ_n คือมุมเลื่อนเฟสของกระแสและแรงดันลำดับที่ n^{th}

เนื่องจากส่วนใหญ่แล้ว ระบบของอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะรับแหล่งจ่ายแรงดันที่มีค่าคงที่ ทั้งนี้แล้วเราสามารถที่จะสมมุติให้แรงดันนั้นมีรูปสัญญาณที่มีลักษณะเป็นไซน์ได้ดังสมการ (2.6)

$$v_s(t) = V_s \sin \omega t$$
(2.6)

$$i_s(t) = \text{distorted}(\text{non} - \text{sinusoidal})$$
(2.7)

สมการของตัวประกอบกำลังจะอธิบายได้ดังสมการด้านล่าง(2.8)

$$PF = \frac{I_{s1,rms}}{I_{s,rms}} \cos \theta = k_{dist} \cdot k_{disp} \quad (2.8)$$

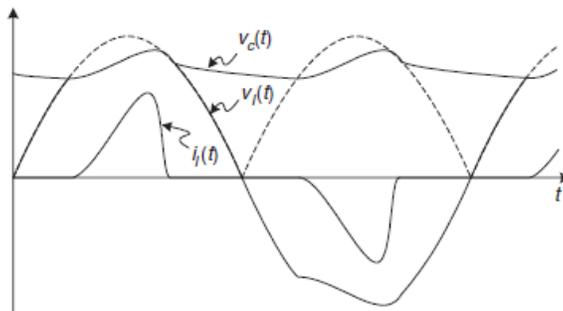
โดยที่

- θ_1 : มุมระหว่างแรงดัน $V_s(t)$ กับกระแส Fundamental $I_s(t)$
- $I_{s1,rms}$: ค่า rms ของส่วนประกอบ Fundamental ในกระแสอินพุท
- $I_{s,rms}$: ผลรวมของค่า rms ในกระแสอินพุท
- $k_{dist} = I_{s1,rms}/I_{s,rms}$: Distortion factor
- $k_{disp} = \cos \theta_1$: Displacement factor

ตัวแปรที่สำคัญอีกตัวคือตัววัดเปอร์เซ็นต์การผิดเพี้ยนก็คือ Total Harmonic Distortion ของกระแสซึ่งอาจอธิบายได้ด้วยสมการด้านล่าง

$$THD_i = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{sn,rms}^2}{I_{s1,rms}^2}} = \sqrt{\frac{1}{k_{dist}^2} - 1} \quad (2.9)$$

ในแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง(SMPS) แบบเดิมนั้น จะมีการใช้วงจรเรียงกระแสที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ซึ่งส่งผลให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ V_c และกระแสที่มีลักษณะเป็นพัลส์เกิดขึ้นที่กระแสอินพุท สังเกตจากภาพประกอบที่ 2-2 แล้วนั้นการเปรียบเทียบแรงดันอินพุทที่เป็นรูปซายน์แล้วจะทำให้ค่าของ THDi มีค่าสูงถึง 70% และค่า PF จะมีค่าต่ำกว่า 0.67



ภาพประกอบที่ 2-2 รูปแบบสัญญาณของระบบที่มี PF ต่ำ

จากสมการที่ 2.8 และ 2.9 จะสังเกตได้ว่า PF และ THD จะมีความสัมพันธ์กับ Distortion และ Displacement factors ดังนั้นการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง PF และ ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลัง PFC เป็นการลดฮาร์โมนิกนั่นเอง

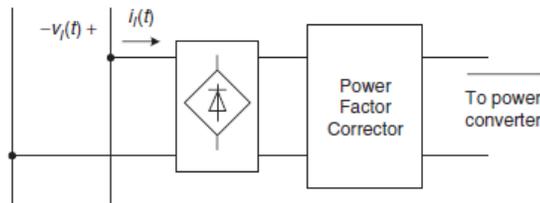
2.3 การแก้ไขตัวประกอบกำลัง

2.3.1 สมดุลพลังงานในวงจรการแก้ไขตัวประกอบกำลัง

ในภาพประกอบที่ 2-3 แสดงถึงภาพโดยรวมของการแปลงแรงดันกระแสสลับให้เป็นแรงดันกระแสตรงที่มีการต่อ PFC ถ้าให้ $i_i(t)$ และ $V_i(t)$ เป็นกระแสอินพุต และแรงดันอินพุต ตามลำดับถ้ากรณีที่ PFC เป็นไปดังอุดมคติแล้วนั้น PF ต้องเท่ากับ 1

$$v_i(t) = V_{im} \sin \omega_1 t \quad (2.10a)$$

$$i_i(t) = I_{im} \sin \omega_1 t \quad (2.10b)$$



ภาพประกอบที่ 2-3 AC to DC คอนเวอร์เตอร์ที่มีการต่อ PFC

ซึ่ง V_{im} และ I_{im} คือ แรงดันและกระแสสูงสุดของกระแสและแรงดันอินพุต ตามลำดับ และ ω_1 คือมุมในเชิงความถี่ ค่ากำลังอินพุตแบบ instantaneous จะได้ดังสมการด้านล่าง

$$p_{in}(t) = V_{im} I_{im} \sin^2 \omega_1 t = P_{in} (1 - \cos 2\omega_1 t) \quad (2.11)$$

และซึ่ง $P_{in} = 1/2 V_{im} I_{im}$ คือค่าเฉลี่ยของกำลังอินพุต

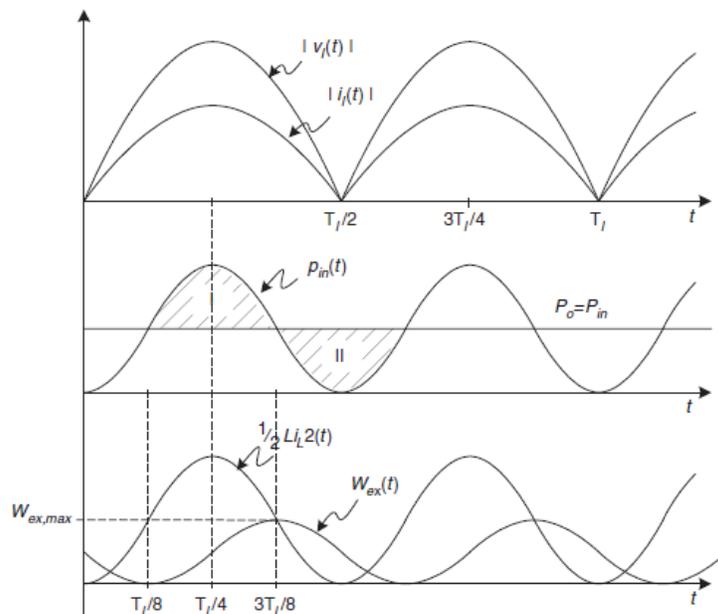
จากสมการ 2.11 ค่ากำลังอินพุตแบบ instantaneous ไม่ได้ประกอบด้วยค่ากำลังไฟฟ้าจริงอย่างเดียว แต่ส่วนประกอบของ P_{in} จะยังมีมีส่วนของกระแสสลับที่อยู่ในรูปของความถี่ $2\omega_1$ แสดงในภาพประกอบที่ 2-4 ดังนั้นหน้าที่ของวงจร PFC

คือการดำเนินการจัดการกับพลังงานที่เกินของกำลังอินพุท (รูปของพื้นที่ส่วน I) เมื่อกำลังอินพุท $p_{in}(t)$ มีค่ามากกว่า $P_{in}(=P_o)$ และจัดการปล่อยพลังงานเมื่อ $p_{in}(t)$ ต่ำกว่า $P_{in}(=P_o)$ เพื่อชดเชยในส่วนของพื้นที่ II กำลังส่วนเกินสามารถหาได้จากสมการ

$$w_{ex}(t) = \frac{P_o}{2\omega_l} (1 - \sin 2\omega_l t) \quad (2.12)$$

ณ เวลา $t=3T/8$ จะเป็นช่วงที่พลังงานส่วนเกินแต่ละของสูงสุด ซึ่งจะได้ดังสมการ

$$w_{ex, \max} = \frac{P_o}{\omega_l} \quad (2.13)$$

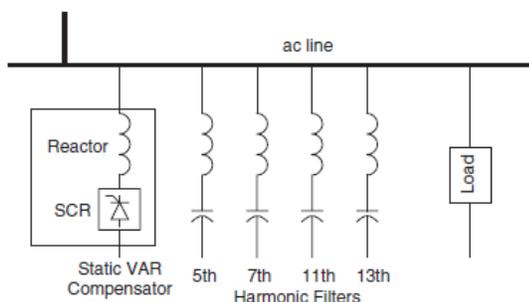


ภาพประกอบที่ 2-4 สมดุลพลังงานในตัวแก้ไขตัวประกอบกำลัง

พลังงานส่วนเกินจะถูกเก็บไว้ในโหลดตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจร PFC นั้นเอง

2.3.2 ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟ

ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟถูกใช้ในการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของระบบไฟฟ้าที่มีขนาดใหญ่เพราะเนื่องจากความน่าเชื่อถือและความสามารถรับมือทางด้านขนาดของกำลังไฟฟ้าที่มีระดับสูง โดยทั่วไปแล้ว ตัวเก็บประและตัวเหนี่ยวนำที่มีการต่ออนุกรมกันจะถูกใช้ในการแก้ไขหรือกรองฮาร์โมนิกส์ในระบบอุตสาหกรรม อย่างเช่น โรงหลอม หรือ โรงงานรีดเหล็ก เป็นต้น ในภาพประกอบที่ 2-5 เป็นการแสดงการต่อชุดของตัวแก้ไขฮาร์โมนิกส์ที่เรียกว่า Static Var Compensator ทั้งนี้การต่อในแต่ละกึ่งนั้นจะมีค่าของตัวเก็บประจุเกิดขึ้นในระบบ ซึ่งการต่อแบบนี้ทำให้ระบบได้รับการชดเชย VAR ด้วย ในส่วนของทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะมีชุด Thyristor ที่ทำการควบคุมให้เกิดการชดเชย VAR แบบ Optimize ทั้งนี้ PF ของระบบจะได้รับการปรับให้อยู่ในจุดที่เหมาะสมจากการปรับจูน

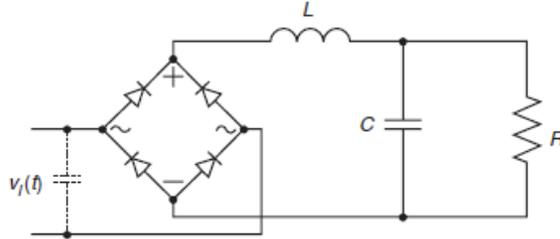


ภาพประกอบที่ 2-5 PFC แบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

การออกแบบการปรับจูนด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลังนี้มีข้อเสียของการที่ระบบที่มีอิมพีแดนซ์ และ ฮาร์โมนิกส์ ไม่เหมาะสม ทั้งนี้รวมถึงเรื่องของอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่และส่วนประกอบที่มีราคาที่สูง

สำหรับการใช้งานขนาดกำลังที่ไม่เกิน 10 kW นั้นการใช้งานแบบปรับจูนโดยชุดอิเล็กทรอนิกส์กำลังอาจจะไม่ใช่หนทางเลือกที่ดีนัก ส่วนใหญ่แล้วการออกแบบตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบ off line passive จะใช้ตัวเหนี่ยวนำดังภาพที่ 2-6 ขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ ซึ่งวงจรดังกล่าวแก้ไขได้สูงสุดคือ PF ที่ 90%

$$PF = \frac{0.9}{\sqrt{1 + (0.075 / K_1)^2}} \quad (2.14)$$



ภาพประกอบที่ 2-6 ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบตัวเหนี่ยวนำ

ซึ่ง

$$K_1 = \frac{\omega l}{\pi R} \quad (2.15)$$

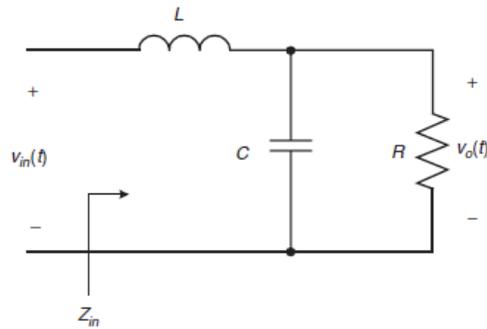
ตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังอย่างง่ายที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่แสดงในภาพ 2.7 จะได้สมการถ่ายโอนที่อยู่ในรูปแบบของอินพุทอิมพีแดนซ์ ดังสมการด้านล่าง

$$H(s) = \frac{1}{s^2 LC + sL/R + 1} \quad (2.16)$$

$$Z_{in}(s) = R \frac{s^2 LC + sL/R + 1}{sRC + 1} \quad (2.17)$$

จากสมการข้างบนจะสังเกตได้ว่าวงจรกรองมีความถี่อินพุทที่มีระดับต่ำ(50Hz) เพราะฉะนั้นแล้วค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะต้องมีขนาดที่ใหญ่มาก จากเหตุดังกล่าวจึงสรุปเป็นหัวข้อได้ว่า ข้อเสียของการออกแบบและสร้างด้วยการใช้อุปกรณ์แบบ พาสซีฟ นั้น

- การปรับปรุงตัวประกอบกำลัง จะสามารถปรับแก้ตัวประกอบกำลังได้ไม่เกิน 0.9
- THD มีค่าสูง
- มีขนาดใหญ่และหนัก
- ไม่สามารถปรับระดับแรงดันเอาต์พุท
- ก่อนข้างจะมีความอ่อนไหวต่อค่าตัวแปรต่างๆของวงจร
- การออกแบบให้มีค่าoptimize ก่อนข้างลำบาก



ภาพประกอบที่ 2-7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบตัวเหนี่ยวนำ

2.3.3 รูปแบบวงจรพื้นฐานที่ใช้งานกับการแก้ไขตัวประกอบกำลัง

ในปัจจุบันการใช้เทคนิคการสวิตชิ่งนั้น วงจรและวิธีการหลายๆอย่างได้ถูกพัฒนาเพื่อที่จะให้เกิดการรองรับตามมาตรฐานที่กำหนด(IEC6100-3-2, IEEE Std.) การสวิตชิ่งด้วยความถี่สูงถูกนำมาใช้ในการควบคุมรูปแบบสัญญาณของกระแสอินพุทให้มีลักษณะเป็นตามที่กำหนด คอนเวอร์เตอร์ที่ถูกใช้งานในการออกแบบตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังจะแบ่งออกเป็น 6 ชนิดได้แก่

- ตัวแก้ไขแบบ บั๊ก
- ตัวแก้ไขแบบ บูสต์
- ตัวแก้ไขแบบ บั๊ก-บูสต์
- ตัวแก้ไขแบบ Cuk
- ตัวแก้ไขแบบ Sepic
- ตัวแก้ไขแบบ Zeta

2.3.3.1 ตัวแก้ไขแบบบั้ง

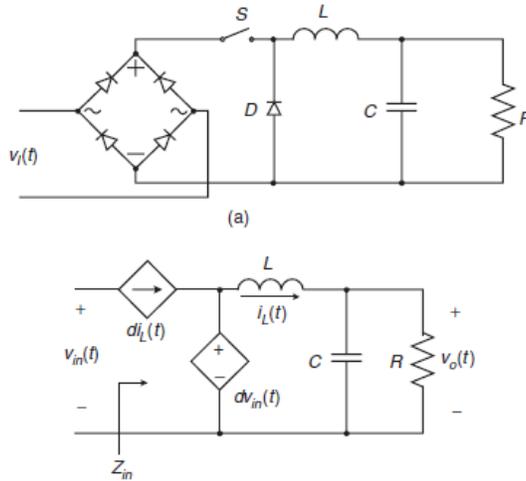
ในภาพประกอบที่ 2-8 แสดงถึงตัวแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบบั้งโดยใช้เทคนิค PWM ทั้งนี้สามารถสร้างแบบจำลองเป็นวงจรเสมือนดังรูปภาพที่ 2-8 จากวงจรเสมือนนี้จะชี้ให้เห็นได้จากสมการด้านล่าง

$$H(s) = \frac{d}{s^2 LC + sL/R + 1} \quad (2.18)$$

$$Z_m(s) = \frac{R}{d^2} \frac{s^2 LC + sL/R + 1}{sRC + 1} \quad (2.19)$$

การเปรียบเทียบการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรสวิตชิงความถี่สูงแบบต่างๆ นั้น ตัวแก้ไขแบบบั้งจะสามารถจำกัด inrush current ได้ดีกว่าแบบอื่น เนื่องจากตัวสวิตชิงคือแบบอนุกรมกับอินพุท ข้อดีเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าว การป้องกันการลัดวงจร การป้องกันแรงดันด้านอินพุทเกิน ข้อได้เปรียบอีกอย่างของการใช้คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ก็คือ แรงดันด้านเอาต์พุทมักจะมีค่าน้อยกว่าแรงดันด้านอินพุท ซึ่งส่วนใหญ่เป็นที่ต้องการ อาจจะแบ่งแยกและสรุปการใช้งานของ ตัวแก้ไขแบบบั้งได้ดังนี้

- เมื่อเกิดกรณีที่แรงดันเอาต์พุทมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุท คอนเวอร์เตอร์จะไม่ดึงกระแสเข้าจากระบบ ทำให้กระแสไหลเข้ามีรูปแบบใกล้เคียงกับแรงดันอินพุท
- กระแสอินพุทมีลักษณะไม่ต่อเนื่อง ทำให้ EMI มีค่าสูง
- ความเครียดของกระแสมีค่าสูงในตัวสวิตชิง
- ตัวสวิตชิงต้องมีตัวขับที่มีลักษณะแยกทางไฟฟ้า



ภาพประกอบที่ 2-8 (a) ตัวแก้ไขแบบบัก (b) แบบจำลอง PWM สวิตชิง สำหรับตัวแก้ไขแบบบัก

2.3.3.2 ตัวแก้ไขแบบบวสต์

ตัวแก้ไขแบบบวสต์ และแบบจำลองวงจรสวิตชิงเสมือน ที่แสดงในภาพที่ 2-9 a และ b นั้น สมการถ่ายโอนและอินพุทอิมพีแดนซ์สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{1/d'}{s^2(L/d'^2)C + s(L/d'^2)/R + 1} \quad (2.20)$$

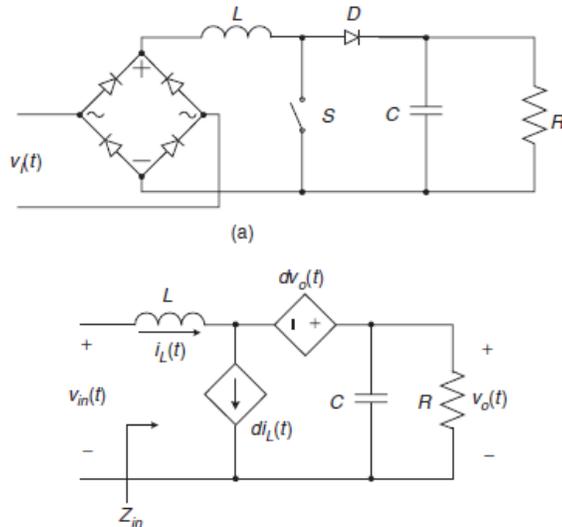
$$Z_{in}(s) = d'^2 R \frac{s^2(L/d'^2)C + s(L/d'^2)/R + 1}{sRC + 1} \quad (2.21)$$

ซึ่ง $d' = 1 - d$

ความแตกต่างจากกรณีของ ตัวแก้ไขแบบบัก ในส่วน ตัวแก้ไขแบบบวสต์ นั้นมีสิ่งที่น่าสนใจคือ ตัวเหนี่ยวนำเสมือนจะถูกควบคุมโดยอัตราส่วน duty cycle ของการสวิตชิง ผลลัพธ์นั้นแสดงออกมาในลักษณะขนาดและเฟสของอิมพีแดนซ์และทั้งขนาดของแรงดันกระแสตรงกับสมการถ่ายโอนถูกควบคุมโดยอัตราส่วน duty cycle เช่นกัน ข้อได้เปรียบของ ตัวแก้ไขแบบบวสต์ นั้นมีการส่งผลกระทบต่อ

ทางด้าน EMI น้อยถ้าเทียบกับคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่นๆ สามารถสรุปภาพโดยรวมของ ตัวแก้ไขแบบบัสต์ ได้คือ

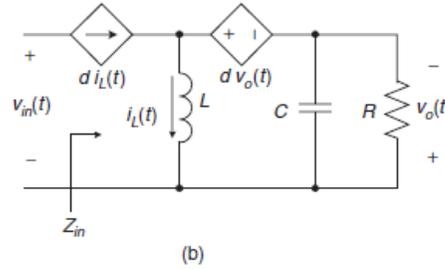
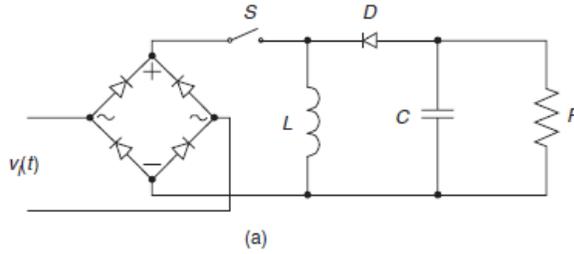
- แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุตสูงสุด
- ไม่สามารถที่จะจำกัดกระแส inrush และ การป้องกันแรงดันเกินได้



ภาพประกอบที่ 2-9 (a) ตัวแก้ไขแบบบัสต์ (b) แบบจำลอง PWM สวิตชิง สำหรับตัวแก้ไขแบบบัสต์

2.3.3.3 ตัวแก้ไขแบบ บั๊ก-บัสต์

ตัวแก้ไขแบบ บั๊ก-บัสต์ และรูปแบบการจำลองวงจร แสดงในภาพที่ 2-10a และ ซึ่งมีสมการถ่ายโอนของอินพุตอิมพีแดนซ์ดังนี้



ภาพประกอบที่ 2-10 (a) ตัวแก้ไขแบบ บั๊ก-บูสต์ (b) แบบจำลอง PWM สวิตชิง สำหรับตัวแก้ไขแบบ บั๊ก-บูสต์

$$H(s) = \frac{d/d'}{s^2(L/d'^2)C + s(L/d'^2)/R + 1} \quad (2.22)$$

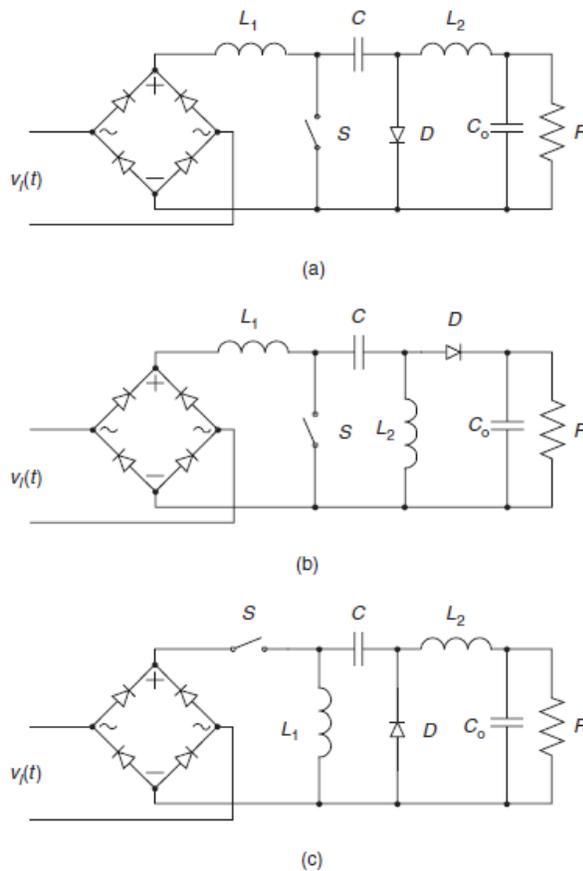
$$Z_{in}(s) = \left(\frac{d'}{d}\right)^2 R \frac{s^2(L/d'^2)C + s(L/d'^2)/R + 1}{sRC + 1} \quad (2.23)$$

ตัวแก้ไขแบบ บั๊ก-บูสต์ รวมส่วนของข้อได้เปรียบของทั้ง ตัวแก้ไขแบบบั๊ก และ ตัวแก้ไขแบบบูสต์ เข้าด้วยกัน ในกรณีบั๊ก เองนั้นจะมีความสามารถในการป้องกันวงจรและทำการลดระดับแรงดันเอาต์พุตได้ และในส่วนของ ตัวแก้ไขแบบบูสต์ นั้นจะทำการควบคุมรูปแบบของกระแสอินพุตและแรงดันเอาต์พุตได้ คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ยังมีข้อเสียเปรียบอีกเช่นกัน ดังหัวข้อด้านล่าง

- กระแสอินพุตมีลักษณะไม่ต่อเนื่อง ส่งผลกระทบต่อการแผ่ของ EMI
- ความเครียดของกระแสที่ตัวสวิตชิงมีค่าสูง
- จุดขับตัวสวิตชิงกำลังต้องการการแยกทางไฟฟ้า
- ขั้วของแรงดันเอาต์พุตมีลักษณะกลับทิศทาง
-

2.3.3.3 ตัวแก้ไข Cuk, Sepic and Zeta

ข้อแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์ที่กล่าวถึงข้างต้นนั้น ในส่วนของ Cuk, Sepic และ Zeta จะมีรูปแบบของสวิทช์ซึ่งคอนเวอร์เตอร์ แบบลำดับที่ 4 วงจรจะมีลักษณะตามรูปภาพที่ 2.11a, b และ c ตามลำดับ ส่วนประกอบของตัวเก็บพลังงานจะแบ่งออกเป็น 4 ส่วนซึ่งใช้ในการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง ฮาร์โมนิกอันดับที่สองของแรงดันระลอกคลื่นมีค่าน้อยกว่าแบบ บั๊ก บูสต์ และ บั๊ก-บูสต์ ทั้งนี้คอนเวอร์เตอร์ทั้งสามนี้ยังสามารถที่จะป้องกันการใช้กำลังไฟฟ้าเกิน แต่ข้อด้อยเกี่ยวกับการต้องเพิ่มจำนวนอุปกรณ์ในวงจรมากขึ้นและผลของความเครียดในกระแสที่เป็นสิ่งที่ไม่พึงประสงค์



ภาพประกอบที่ 2-11 ตัวแก้ไขแบบ Fourth-Order (a) ตัวแก้ไขแบบ Cuk (b) ตัวแก้ไขแบบ Sepic (c) ตัวแก้ไขแบบ Zeta

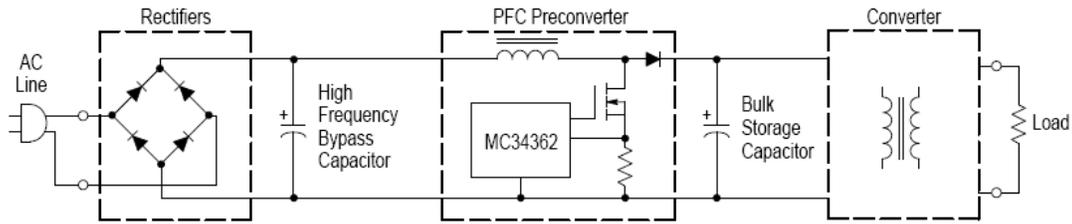
2.4 บทสรุป

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งความถี่สูงถูกนำมาใช้ในการลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้า น้ำหนักและขนาดที่มีส่วนเกี่ยวข้องในการแปลงแรงดันกระแสสลับเป็นแรงดันกระแสตรงแต่การใช้งานแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงดังกล่าวกับส่งผลเสียต่ออินพุทโดยตรง โดยเฉพาะเกี่ยวกับเรื่อง ตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF) และ Total Harmonic Distortion (THD) โดยที่ฮาร์โมนิกส์เหล่านี้จะถูกปรับแก้ไขโดยวิธีการแก้ไขตัวประกอบกำลัง (PFC) กับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ในบทนี้ได้ให้แนวคิดเกี่ยวกับการใช้เทคนิคของการแก้ตัวประกอบกำลังโดยใช้การสวิตชิ่งที่ความถี่สูง รวมถึงความหมายของตัวประกอบ (PF) กำลังกับ THD

บทที่ 3

การออกแบบคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ

หลักการออกแบบทั่วไปของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ



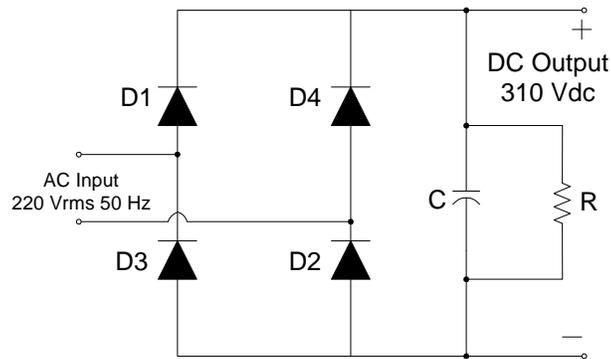
ภาพประกอบที่ 3-1 Boost PFC ที่ใช้ตัวควบคุมแบบอนาล็อก

ส่วนประกอบหลักของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟสามารถแยกออกเป็น 3 ส่วนหลักแบ่งออกเป็น

- วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit)
- วงจรแปลงผันระดับแรงดันกระแสตรงแบบบูสต์ (DC to DC Boost Converter)
- ชุดควบคุมด้วยตัวประมวลสัญญาณแบบอนาล็อก

3.1 การออกแบบวงจรเรียงกระแสด้านเข้า

การออกแบบแหล่งจ่ายหลักให้กับชุดอินเวอร์เตอร์นั้นมีความสำคัญมากกับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง เนื่องจาก ถ้าการออกแบบที่ไม่เหมาะสมนั้นจะทำให้ แหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่ง ทำงานผิดพลาดทั้งระบบ รวมถึงการเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมกัน อย่างเช่น ตัวเก็บประจุที่ใช้งานต้องมีค่ามากพอหรือมีค่า ESR ที่น้อยขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของแต่ละระบบ อย่างที่กล่าวข้างต้น



ภาพประกอบที่ 3-2 วงจรเรียงกระแสด้านอินพุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

3.1.1 การหาค่ากระแสอินพุตและขนาดของไดโอด

กำหนดให้แรงดันอินพุต เท่ากับ 90-270 โวลต์ (rms) ความถี่ 47-63 เฮิรตซ์ เอาท์พุทสูงสุดที่กำหนดไว้คือขนาด 100 วัตต์ ให้ประสิทธิภาพของระบบเป็นขนาด 90 เปอร์เซ็นต์ เราจะสามารถหาค่ากระแสไฟอินพุตได้ดังนี้

กำลังไฟอินพุตจะหาได้จากสมการ

$$P_{in(max)} = \frac{P_{out(max)}}{\eta} = \frac{100}{0.9} = 112W \quad (3.1)$$

กระแสอินพุตจะได้ดังสมการ

$$I_{in(rms)max} = \frac{P_{in(max)}}{V_{in(rms)min}} = \frac{112}{90} = 1.24A \quad (3.2)$$

กระแสอินพุทสูงสุดจะได้ดังสมการ

$$I_{in(pk)max} = I_{in(rms)max} = 1.24 \times \sqrt{2} = 1.76A \quad (3.3)$$

กระแสเฉลี่ยสูงสุดจะได้ดังสมการ

$$I_{in(avg)max} = \frac{2I_{in(pk)max}}{\pi} = \frac{2 \times 1.76}{\pi} = 1.12A \quad (3.4)$$

3.1.2 การหาค่าตัวเก็บประจุความถี่สูง

การออกแบบตัวเก็บประจุความถี่สูงด้านเข้าสามารถออกแบบได้โดยใช้สมการ

$$C_{in} = K_{\Delta L} \frac{I_{in(rms)max}}{2\pi \times f_s \times r \times V_{in(rms)min}} \quad (3.5)$$

โดยที่

$K_{\Delta L} = Inductor_current_ripple_factor$ (ออกแบบที่ 20%)

$r = maximum_voltage_ripple$ (ออกแบบที่ 5%)

$f_s = switching_frequency = 115kHz$

$$C_{in} = K_{\Delta L} \frac{I_{in(rms)max}}{2\pi \times f_s \times r \times V_{in(rms)min}}$$

$$C_{in} = 0.2 \times \frac{1.24}{2\pi \times 115000 \times 0.05 \times 90}$$

$$C_{in} = 76.3 nF$$

ดังนั้นจึงเลือกที่จะใช้งานตัวเก็บประจุที่ 86 nF 450 โวลท์

3.2 วงจรแปลงผันระดับแรงดันกระแสตรงแบบบูสต์ (DC to DC Boost Converter)

3.2.1 การหาค่าของตัวเหนี่ยวนำอินพุท

การหาค่าของตัวเหนี่ยวนำต้องพิจารณาโดยระดับของกระแสรีปเปิ้ลที่อาจคลาดเคลื่อน

$$V_{in(pk)min} = \sqrt{2}V_{in(rms)min} = 90\sqrt{2} = 127V \quad (3.6)$$

ค่า Duty cycle สูงสุดของตัวสวิทซ์หาได้จาก

$$D_{pk} = 1 - \frac{V_{in(pk)min}}{V_o} = 1 - \frac{127}{400} = 0.6825 \quad (3.7)$$

กระแสรีปเปิ้ลของตัวเหนี่ยวนำคิดที่ 20% ของกระแสตัวเหนี่ยวนำ

$$\Delta I_L = 0.2I_{in(pk)max} = 0.2 \times 1.76 = 0.352A \quad (3.8)$$

กระแสสูงสุดที่ตัวเหนี่ยวนำจะเป็นไปดังสมการ

$$I_{L(pk)max} = I_{in(pk)max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 1.76 + \frac{0.352}{2} = 1.936A \quad (3.9)$$

ตัวเหนี่ยวนำหาได้จากสมการ

$$L = \frac{V_{in(pk)min} \times D_{pk}}{f_s \times \Delta I_L} = \frac{127 \times 0.6825}{115000 \times 0.352} = 1.9718mH \quad (3.10)$$

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ค่าจริงขนาด 2.2 mH จึงจะเหมาะสมกับระบบ

3.2.2 การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต

ค่าของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตนั้นมีผล โดยตรงกับ Hold up time และ แรงดันริบเปิ้ล ในการออกแบบนี้นั้น จุดสำคัญของการเลือกขนาดของตัวเก็บประจุจะอยู่ที่ขนาดของริบเปิ้ลที่แรงดันเอาต์พุต จะหาได้จากสมการ

$$C_{out} \geq \frac{\frac{P_o}{V_o}}{2\pi f_r \times \Delta V}$$

ซึ่ง f_r ก็คือความถี่ที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของสัญญาณซายน์ (ออกแบบที่ความถี่ 100 Hz) และ ΔV ก็คือค่า peak to peak ริบเปิ้ลของแรงดันเอาต์พุต

$$C_{out(\min)} = \frac{100/400}{2\pi \times 100 \times 0.03 \times 400} = 33\mu H \quad (3.11)$$

เลือกใช้งานตัวเก็บประจุที่ 33 μF ที่แรงดันที่ระดับ 450 โวลท์

3.2.3 การเลือกใช้บูสต์ไดโอด (Boost diode)

การออกแบบไดโอดตามที่ได้ระบุไว้ใน Datasheet ของบริษัท International Rectifier มีลักษณะเป็นไดโอดที่ตอบสนองความถี่สูง มีระดับแรงดันพิกัดอยู่ที่ 600 โวลท์ ทั้งนี้จึงเลือกใช้ 15ETH06 15A, 600V เป็น boost diode แบบ ultra fast recovery

3.2.4 การเลือกใช้ บูสต์มอสเฟต (Boost MOSFET)

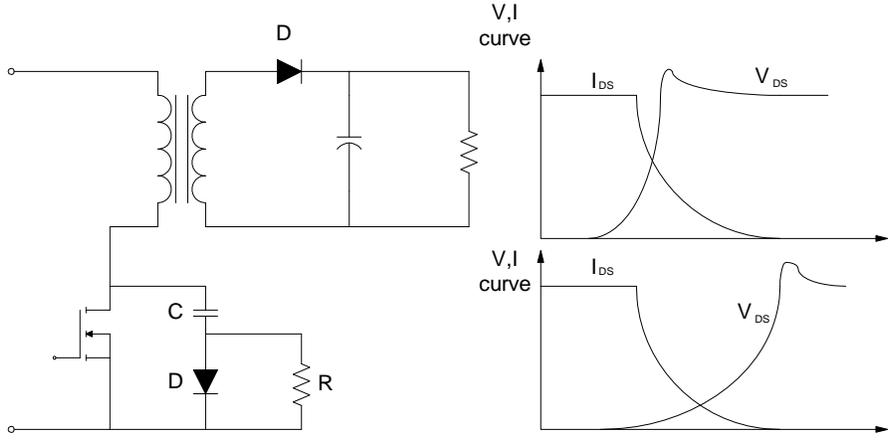
ตัวสวิทซึ่งที่ใช้สำหรับวงจรเพิ่มระดับแรงดันนั้นมีความเครียดสูง และแรงดันพิกัดมีส่วนสำคัญ ในการออกแบบ เพื่อให้เกิดความเหมาะสมของระบบ การเลือกใช้พิกัดของ MOFET ขึ้นอยู่กับระดับแรงดันด้านท้าย และส่วนประกอบของแรงดันริบเปิ้ลที่จะต้องนำมาพิจารณา ซึ่งทั้งนี้กระแสด้านท้ายจะเป็นตัวกำหนด ความสามารถของตัวสวิทซึ่งนั้นๆ ในการออกแบบของระบบที่ทำการวิจัยนี้ได้ทำการเลือก MOSFET ของบริษัท International Rectifier เบอร์ IRFP450 ที่มีพิกัดแรงดันขนาด 500 โวลท์ กระแสพิกัดอยู่ที่ 16 แอมป์ $R_{DS(ON)}$ อยู่ที่ 0.03 โอห์ม โดยการจะใช้ Snubber ช่วยในการลดพลังงานสูญเสียในตัวสวิทซึ่งนี้ด้วย

3.2.4.1 วงจรสแน็บเบอร์ (Snubbers)

เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายของสวิตช์ซึ่งกำลัง อาจแบ่งได้ 2 ลักษณะ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

การใส่วงจรสแน็บเบอร์เข้าไปในส่วนนี้ก็เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสีย ซึ่งจะควบคุมแรงดันที่ตกคร่อม Drain และ Source ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวสวิตช์กำลังนั้นลดลงได้ทันกัน ลักษณะการต่อวงจรเป็นดังภาพประกอบที่ 3-3



ภาพประกอบที่ 3-3 ผลของการต่อวงจรสแน็บเบอร์

3.2.5 การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสด้านหน้า (Input Rectifier Diode)

แรงดันสูงสุดที่ปรากฏระหว่างอินพุตที่ตำแหน่งของ Bridge diode นั้นมีระดับแรงดันที่ต้องคำนึงถึงโดยใช้สมการด้านล่างเป็นตัวคำนวณ

$$V_{in(pk)max} = \sqrt{2}V_{in(rms)max} = 270\sqrt{2} = 382V \quad (3.12)$$

โดยที่กระแสสูงสุดที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{L(pk)\max} = I_{in(pk)\max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 1.76 + \frac{0.352}{2} = 1.936A$$

และกระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ตัวไดโอดรับภาระคือ

$$I_{in(avg)\max} = \frac{2I_{in(pk)\max}}{\pi} = \frac{2 \times 1.76}{\pi} = 1.12A$$

การเลือกใช้งานของอินพุทไดโอดที่เหมาะสมคือ 1N4007 ที่มีการทน Peak reverse bias ในระดับ 1000 โวลท์ และกระแสสูงสุดที่ 30 แอมป์

บทที่ 4

การทดสอบและเก็บผล

4.1 ภาพรวมของการทดสอบและการเก็บผล

การทดสอบระบบของคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟที่เราจะกล่าวถึงบทนี้จะมีเนื้อหาที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบในบทที่ผ่านมา กล่าวคือ การทดสอบและการเก็บผลนั้นจะสามารถแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนของการทดสอบด้วยอุปกรณ์จริงที่ได้จากการออกแบบ และ ส่วนที่สองคือ ส่วนที่ได้จากการจำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์ ระบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่งการเก็บค่าของผลทดสอบมีความสำคัญอย่างมากต่อการประเมินผล วิเคราะห์ และทำการสรุป ในการทำของงานวิจัยนี้ นี้เป็นอย่างยิ่ง

เนื้อหาของส่วนประกอบในการทดสอบจะทำการแบ่งแยกได้เป็น 2 ส่วน ดังนี้

- ผลการทดสอบด้วยอุปกรณ์จริง
- ผลของการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

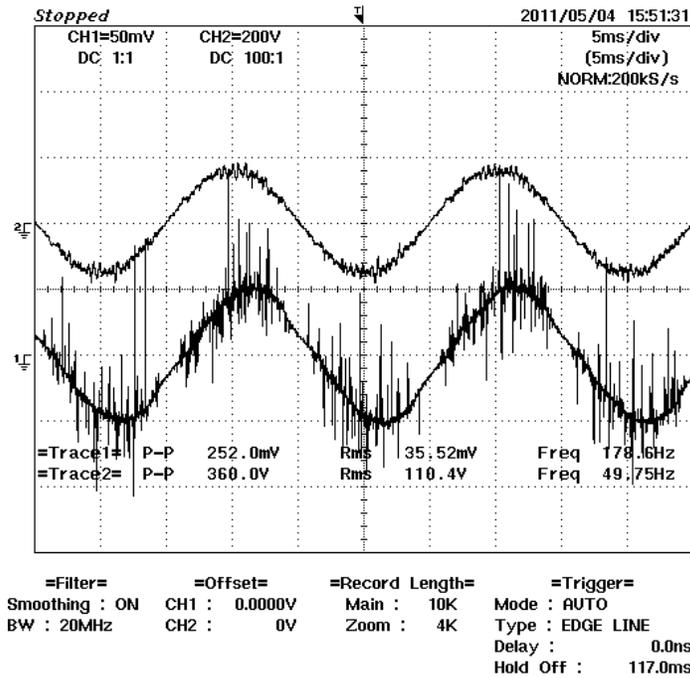
4.2 ผลการทดสอบด้วยอุปกรณ์จริง

การออกแบบที่ผ่านมานั้นเน้นพื้นฐานของการประยุกต์ทฤษฎีต่างๆอยู่ในรูปแบบของอุปกรณ์จริง อย่างเช่นการออกแบบระบบที่เหมาะสมในการควบคุมหรือเลือกชิ้นส่วนต่างให้ถูกต้อง การทดสอบผลต่างๆของคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟนั้นจะประกอบด้วยการทดลองที่เป็นโหลดความต้านทาน โดยแยกการทดสอบระดับของอินพุตที่แตกต่างกันคือ

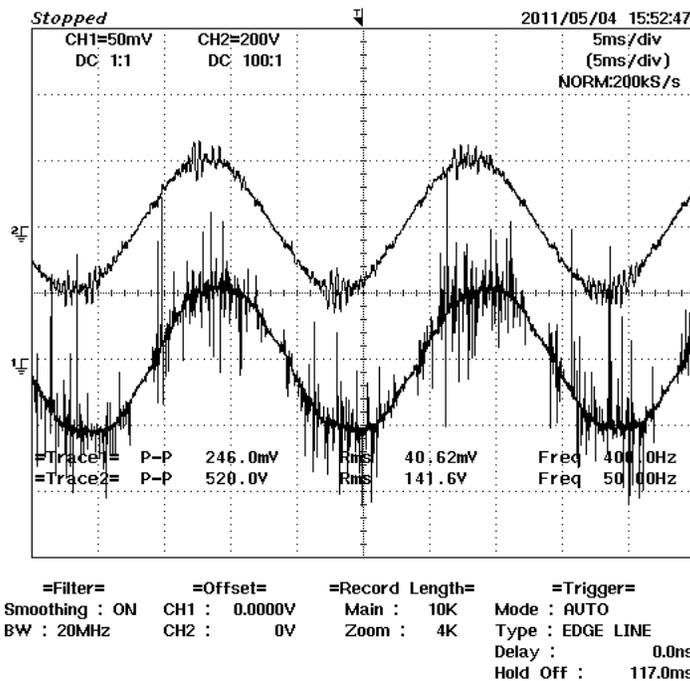
- สัญญาณกระแสอินพุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตระดับ 110 โวลต์ rms
- สัญญาณกระแสอินพุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตระดับ 140 โวลต์ rms
- สัญญาณกระแสอินพุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตระดับ 160 โวลต์ rms
- สัญญาณกระแสอินพุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตระดับ 180 โวลต์ rms
- สัญญาณกระแสอินพุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตระดับ 200 โวลต์ rms
- สัญญาณกระแสอินพุตเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตระดับ 220 โวลต์ rms

โดยที่ผลการทดลองจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่ไม่มีการควบคุมรูปแบบกระแสกับการใช้การควบคุมกระแสอินพุต

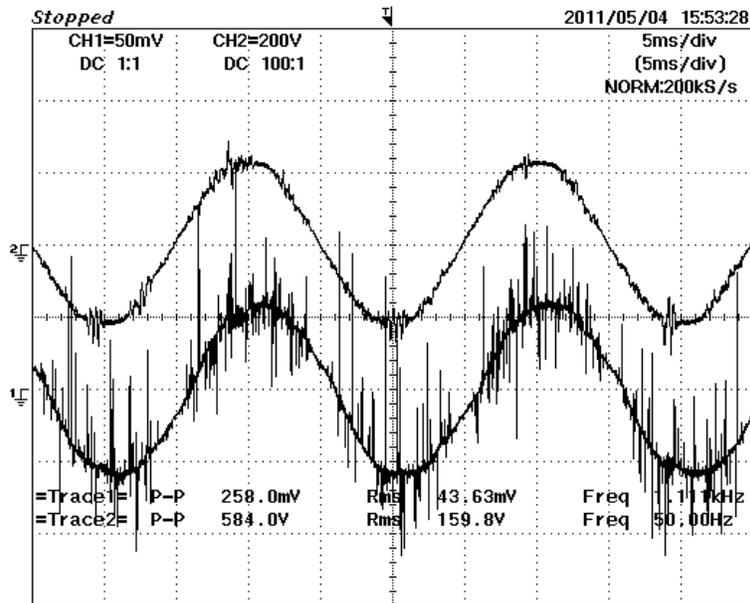
4.2.1 ผลของกระแสอินพุทเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุทที่มีการควบคุม



ภาพประกอบที่ 4-1 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุท 110 โวลต์

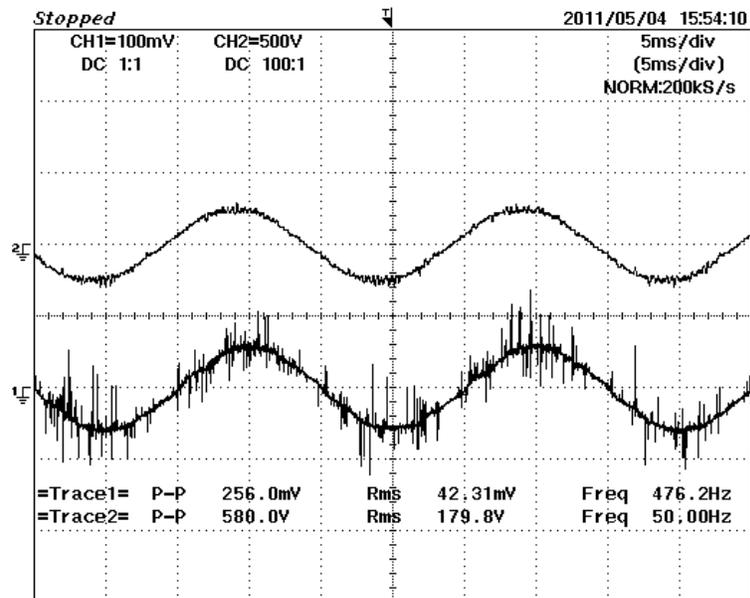


ภาพประกอบที่ 4-2 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุท 140 โวลต์



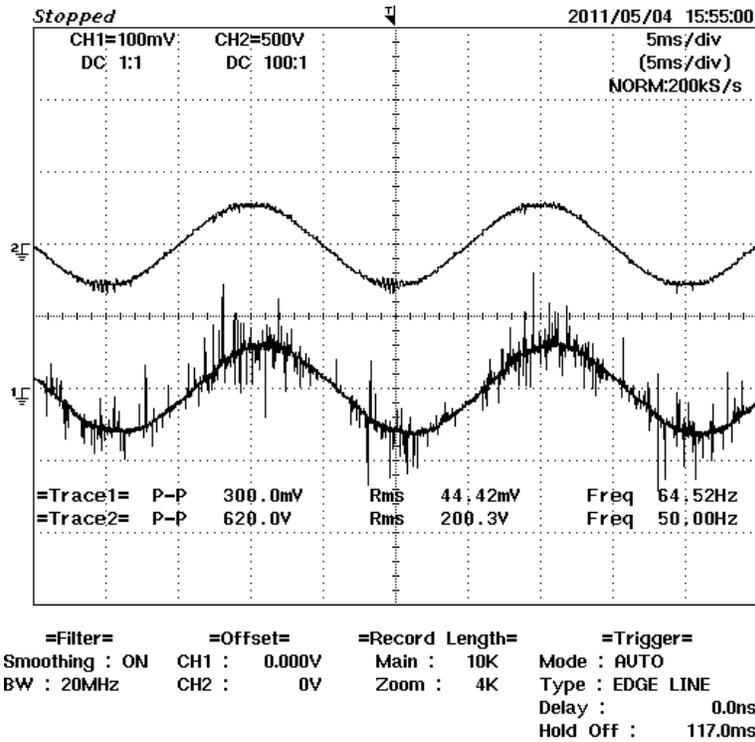
=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : ON CH1 : 0.0000V Main : 10K Mode : AUTO
 BW : 20MHz CH2 : 0V Zoom : 4K Type : EDGE LINE
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : 117.0ms

ภาพประกอบที่ 4-3 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 160 โวลต์

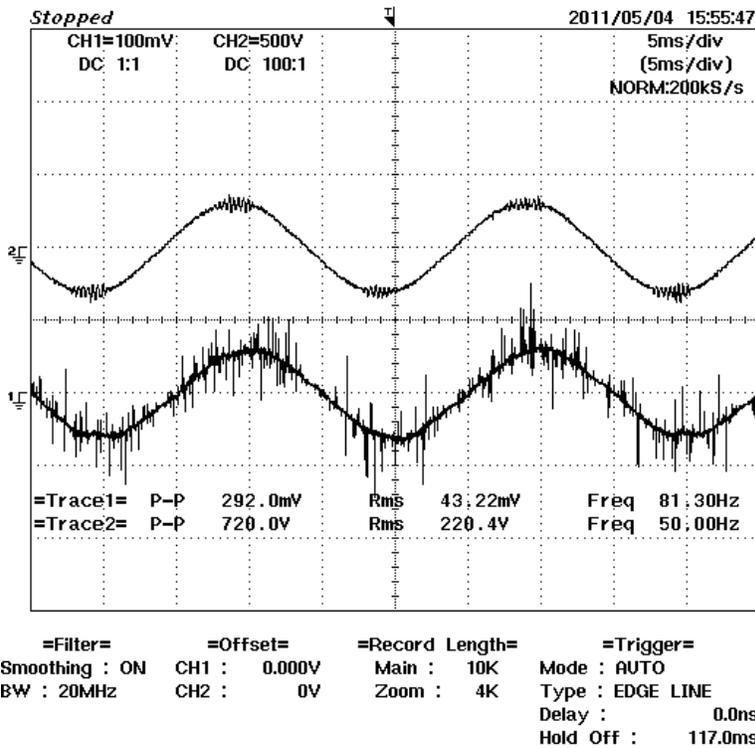


=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : ON CH1 : 0.000V Main : 10K Mode : AUTO
 BW : 20MHz CH2 : 0V Zoom : 4K Type : EDGE LINE
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : 117.0ms

ภาพประกอบที่ 4-4 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบแรงดันอินพุท 180 โวลต์



ภาพประกอบที่ 4-5 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุท 200 โวลต์

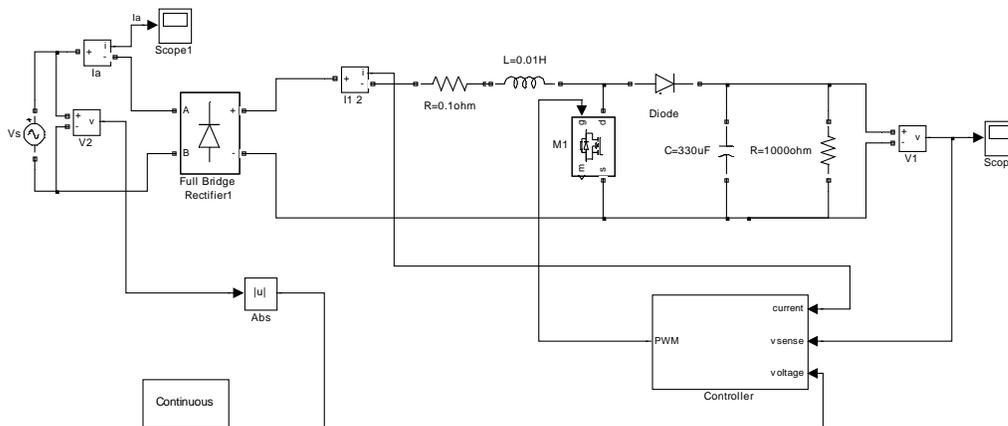


ภาพประกอบที่ 4-6 กระแสอินพุทที่มีการควบคุมเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุท 220 โวลต์

4.3 ผลของการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

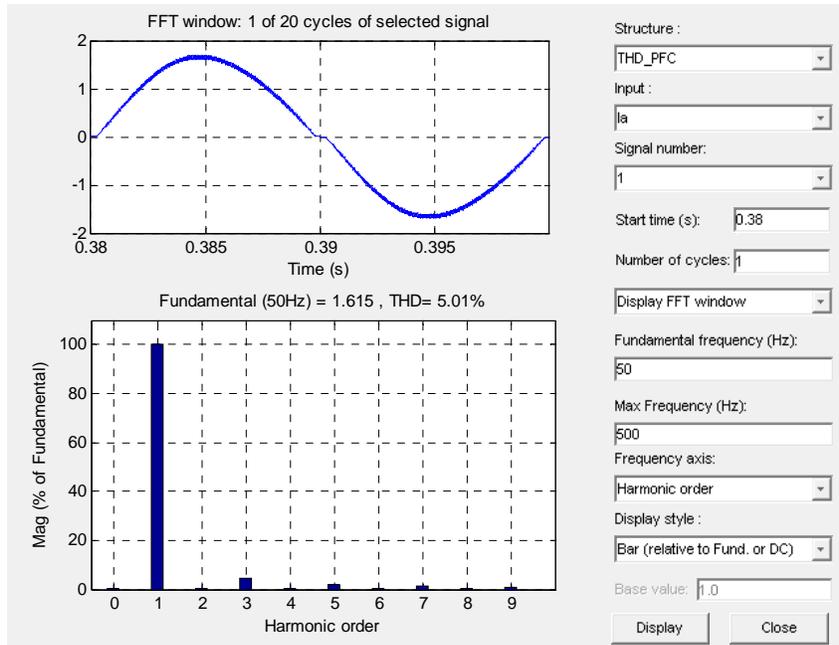
การออกแบบโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เข้าจำลองการทำงานของระบบนั้น มีประโยชน์อย่างมาก เนื่องจากโปรแกรมรุ่นใหม่ มีความชาญฉลาดในการวิเคราะห์ที่ใกล้เคียงกับระบบจริงมาก ในการทดลองนี้ได้เลือกใช้โปรแกรม Simulink ขึ้นมาใช้งาน ซึ่งโปรแกรมนี้ จะเป็น โปรแกรมที่เพิ่มมาจากโปรแกรม MATLAB

โปรแกรมนี้ใช้วิเคราะห์หาเสถียรภาพของระบบและสามารถปรับค่าตัวแปรต่างๆได้อย่างง่ายดาย โดยการใช้นิยามค่าตัวแปรต่างๆ เราสามารถหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้

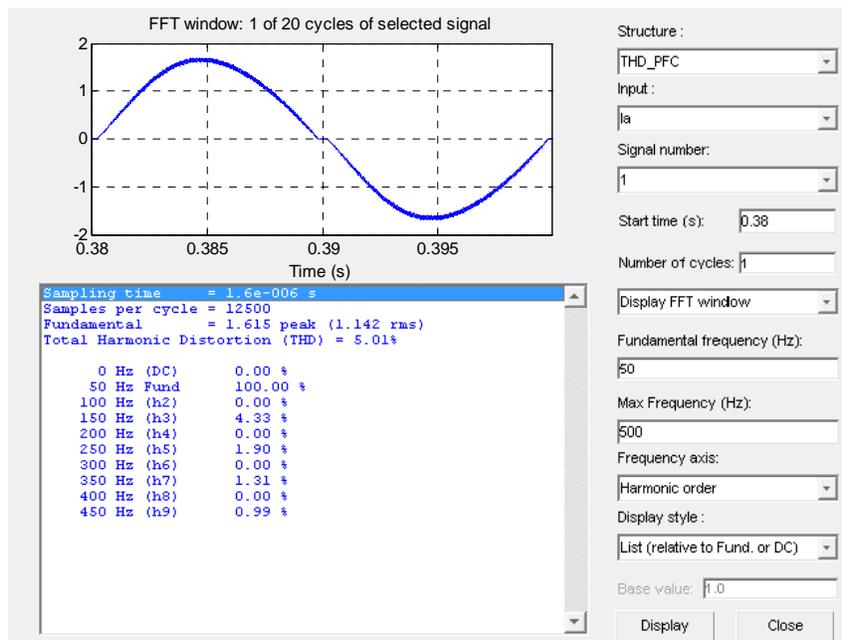


ภาพประกอบที่ 4-7 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟโดยจำลองด้วย MATLAB

4.3.1 รูปสัญญาณของกระแสอินพุทเปรียบเทียบกับการวัด THD



ภาพประกอบที่ 4-8 ค่า THD ที่ได้จากการวัดสัญญาณกระแสอินพุท



ภาพประกอบที่ 4-9 ฮาร์โมนิกสําน้ในลําดับตํางๆ ที่ได้จากการวัดสัญญาณกระแสอินพุท

บทที่ 5

สรุป อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุปโดยรวม

การทดสอบวงจรที่ประกอบขึ้นมาั้นจะมีปัญหาหลักอยู่ที่การพันขดลวดให้ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต้องการ พร้อมทั้งอุปสรรคในการออกแบบหรือประกอบตัวเหนี่ยวนำที่ทำให้เกิดค่าสัญญาณรบกวนน้อยที่สุด ขบวนการทดสอบเริ่มจากการออกแบบสร้างแผ่นปริ้นท์โดยการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ กำหนดขนาดต่างๆของตัวอุปกรณ์ หลังจากนั้นทำการประกอบอุปกรณ์ เพื่อให้พร้อมในการทดสอบกับตัวประมวลผลสัญญาณทางอนาล็อก

หลังจากการออกแบบและสร้างคอนเวอร์เตอร์เป็นที่เรียบร้อยแล้วนั้น จึงใช้ตัวประมวลผลสัญญาณทางอนาล็อกเข้ามาเพื่อควบคุมของสัญญาณโดยแบ่งออกเป็น 1.) ควบคุมสัญญาณแรงดันด้านท้าย 2.) ควบคุมลักษณะสัญญาณของกระแสด้านเข้าให้เป็นไปตามที่กำหนด ทั้งนี้จะมีการใช้ตัวควบคุมแบบ พี ไอ 2 วงรอบโดยที่ ตัวควบคุม พี ไอ วงรอบนอกจะควบคุมระดับแรงดันไว้ที่ 400 โวลต์ ส่วนตัวควบคุม พี ไอ วงรอบในจะควบคุมสัญญาณกระแสให้เป็นรูปสัญญาณไซน์

การทดสอบและเก็บผลเป็นไปตามบทที่ 4 ซึ่งสังเกตว่าแต่ละระดับของแรงดันอินพุต กระแสอินพุตยังคงรักษาคุณสมบัติความเป็นไซน์ไว้ได้ ซึ่งแตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีการปรับแก้ไขตัวระกอบกำลังแบบแอกทีฟ ส่วนการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์นั้นจะมีความสำคัญมากต่องานที่ได้ทดลอง เนื่องจากสามารถที่ปรับแต่ค่า K_p และ K_i เพื่อดูแนวโน้มของระบบ สรุปได้ว่า การควบคุมแรงดันด้านท้าย ระบบดังกล่าวไม่มีความจำเป็นที่ต้องตอบสนองไว เท่า กับตัวควบคุมกระแสอินพุต เพราะว่าสัญญาณไซน์อ้างอิงปรับเปลี่ยนตลอดเวลา ระบบจึงต้องมีการตอบสนองที่มีความไวในระดับหนึ่ง

5.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับการทดสอบคอนเวอร์เตอร์ที่มีการแก้ไขตัวประกอบกำลังแบบแอกทีฟ นั้นจะสำเร็จด้วยดี แต่ทั้งนี้ยังมีการสังเกตว่า มีหลายอย่างที่จะต้องทำการปรับปรุง เพื่อให้มีประสิทธิภาพที่ดี ขึ้น จากการทดสอบที่ผ่านมานั้น สามารถแยกออกเป็นรายละเอียดย่อยได้ดังนี้

5.3.1 การพัฒนาในส่วนของคุณสมบัติของชุดขับวงจรมอสเฟสให้มีคุณภาพขึ้น โดยการปรับปรุงขนาดและปรับเปลี่ยนชิ้นส่วนอุปกรณ์ เพื่อให้สามารถใช้งานในเชิงพาณิชย์ได้

5.3.2 การควบคุมในระบบการป้อนกลับ อาจใช้วิธีการชดเชยด้วยตัวควบคุมแบบต่างๆที่
อย่างเช่น PID or Fuzzy logic ซึ่งจะเป็นการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้สูงขึ้น

บรรณานุกรม

บรรณานุกรม

- Aphiratsakun N., Bhaganagarapu R. S., Techakittiroj K. 2005. "Implementation of Single Phase Unipolar Inverter Using DSP TMS320F241." **AU Journal**. 8,4(April 2005):191-195.
- Aphiratsakun N. 2004. "Effect of Sampling Time, Switching Frequency and Output Quantization Step on Vector Controlled Cage Motor." Master's Thesis, Assumption University.
- Katsuhiko Ogata. 1987. **Discrete-Time Control Systems**. Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall.
- Katsuhiko Ogata. 1997. **Modern Control Engineering**. Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.
- Mohan Ned, Underland M.Tore, Robbins P. William. 2003. **Power Electronics Converter, Applications and Design**. 3rd ed. New York : John Wiley & Sons, Inc.
- Rashid H. Mohammad. 1993. **Power Electronics circuit, device and applications**. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall.
- Techakittiroj K., Aphiratsakun N., Three-vithayanon W, Nyun S.2003. "TMS320F241 DSP board for power electronics applications." **AU Journal**. 6,4(April 2003):168-172

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

AREA PRODUCT OF FERRITE CORE

ภาคผนวก ก

AREA PRODUCT OF FERRITE CORE

Cores without airgap	Mean length per turn le (mm)	Mean magnetic length lm (mm)	Core cross section area Ac*100 (mm ²)	Window area Aw*100 (mm ²)	Area product Ap*104 (mm ⁴)	μ_e	A_L (nH/turn ²)
P18/11	35.6	26	0.43	0.266	0.114	1480	3122
P26/16	52	37.5	0.94	0.53	0.498	1670	5247
P30/19	60	45.2	1.36	0.747	1.016	1760	6703
P36/22	73	53.2	2.01	1.01	2.010	2030	9500
P42/29	86	68.6	2.64	1.81	4.778	2120	10250
P66/56	130	123	7.15	5.18	37.03		
E20/10/5	38	42.8	0.31	0.478	0.149	1770	1624
E25/9/6	51.2	48.8	0.40	0.78	0.312	1840	1895
E25/13/7	52	57.5	0.55	0.87	0.478	1900	2285
E30/15/7	56	66.9	0.597	1.19	0.71		
E36/18/11	70.6	78	1.31	1.41	1.847	2000	4200
E42/21/9	77.6	108.5	1.07	2.56	2.739	2100	2613
E42/21/15	93	97.2	1.82	2.56	4.659	2030	4778
E42/21/20	99	98	2.35	2.56	6.016	2058	6231
E65/32/13	150	146.3	2.66	5.37	14.284	2115	4833

L.UMANAND and S.R. BHAT, “Design of Magnetic Components for Switch Mode Power Converters”, Wiley Eastern Limited, 1992.

ภาคผนวก ข

STANDARD WIRE GAUGE DATA

ภาคผนวก ข

STANDARD WIRE GAUGE DATA

SWG	Diameter with Enamel (mm)	Area of bare Conductor (mm ²)	R/Km@20°C (Ohm)	Weight (Kg/Km)
45	0.086	0.003973	4340	0.0369
44	0.097	0.005189	3323	0.0481
43	0.109	0.006567	2626	0.0610
42	0.119	0.008107	2127	0.0750
41	0.132	0.009810	1758	0.0908
40	0.142	0.011675	1477	0.1079
39	0.152	0.013700	1258	0.1262
38	0.175	0.018240	945.2	0.1679
37	0.198	0.023430	735.9	0.2202
36	0.218	0.029270	589.1	0.2686
35	0.241	0.035750	482.2	0.3281
34	0.264	0.04289	402.0	0.3932
33	0.287	0.05067	340.3	0.4650
32	0.307	0.05910	291.7	0.5408
31	0.330	0.06818	252.9	0.6245
30	0.351	0.07791	221.3	0.7121
29	0.384	0.09372	184.0	0.8559
28	0.417	0.11100	155.3	1.0140
27	0.462	0.13630	126.5	1.2450
26	0.505	0.16420	105.0	1.4990
25	0.561	0.20270	85.1	1.8510
24	0.612	0.24520	70.3	2.2330
23	0.665	0.29190	59.1	2.6550
22	0.770	0.39730	43.4	3.6070
21	0.874	0.51890	33.2	4.7020

SWG	Diameter with Enamel (mm)	Area of bare Conductor (mm ²)	R/Km@20°C (Ohm)	Weight (Kg/Km)
20	0.978	0.65670	26.3	5.9390
19	1.082	0.81070	21.3	7.3240
18	1.293	1.16700	14.8	10.5370
17	1.501	1.58900	10.8	14.3130
16	1.709	2.07500	8.3	18.6780
15	1.920	2.62700	6.6	23.6400
14	2.129	3.24300	5.3	29.1500
13	2.441	4.28900	4.0	38.5600
12	2.756	5.48000	3.1	49.2200
11	3.068	6.81800	2.5	61.0000
10	3.383	8.30200	2.1	74.0000
9	3.800	10.5100	1.6	94.0000
8	4.219	12.9700	1.3	116.0000

L.UMANAND and S.R. BHAT, “Design of Magnetic Components for Switch Mode Power Converters”, Wiley Eastern Limited, 1992.

ภาคผนวก ค

ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION COMPONENTS

ACTIVE POWER FACTOR CORRECTION COMPONENTS

1. Switching Device : IRFP450
2. Opto-coupler: TLP250
3. Analog Signal Controller: MC33262
4. Voltage Isolator: AD202JN
5. Transformer Ferrite Core: EE36/18/11

ประวัติย่อผู้วิจัย

ชื่อ	นายวรพงษ์ ไพรินทร์
วัน เดือน ปีเกิด	8 มกราคม 2516
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	30/41 ซ. ชินเขต 2/3 ถ. งามวงศ์วาน แขวง ทุ่งสองห้อง เขต หลักสี่ กทม 10210
ตำแหน่งหน้าที่การงานปัจจุบัน	อาจารย์ประจำ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีปทุม
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2540 วศ.บ. (ไฟฟ้ากำลัง) มหาวิทยาลัยศรีปทุม พ.ศ. 2550 M.Eng (Power Electronics) Assumption University