



วารสารวิศวกรรมศาสตร์และนวัตกรรม Journal of Engineering and Innovation

บทความวิจัย

การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ

Harmonic currents elimination in electric vehicle charging systems with shunt active power filters using PI controller

ภาณุวัฒน์ แข็งแรง¹ กองพล อารีรักษ์¹ ชาคกริต ปานแป้น^{2*}

¹ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา 30000

² ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องมือวัดและอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ กรุงเทพมหานคร 10800

Panuwat Khangrang¹ Kongpol Areerak¹ Chakrit Panpean^{2*}

¹ School of Electrical Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima 30000

² Department of Instrumentation and Electronics Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok 10800

* Corresponding author.

E-mail: chakritp@kmutnb.ac.th; Telephone: 0873550598

วันที่รับบทความ 10 กุมภาพันธ์ 2567; วันที่แก้ไขบทความ ครั้งที่ 1 2 พฤษภาคม 2567; วันที่ตอบรับบทความ 20 มิถุนายน 2567

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ สำหรับการควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรง โดยนำเสนอการออกแบบองค์ประกอบที่สำคัญต่อสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกทั้ง 4 ส่วน ได้แก่ การออกแบบโครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมกับระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้า การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งร่วมกับการวิเคราะห์ฟูริเยร์แบบวินโดว์เลื่อน (PQF) การออกแบบระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอ การทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกดำเนินการโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink โดยมีดัชนีชี้วัดสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกภายหลังการฉีดกระแสชดเชยเป็นค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวม ($\%THD_i$) และค่าตัวประกอบกำลัง (pf) ซึ่งอ้างอิงตามข้อกำหนดมาตรฐานของ IEEE std.519-2022 ผลการจำลองสถานการณ์สามารถยืนยันได้ว่า วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานที่นำเสนอมีสมรรถนะที่ดีในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกในระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้า โดยพิจารณาได้จาก $\%THD_i$ ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 4.03% และ pf มีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งอยู่ภายใต้ข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE std.519-2022

คำสำคัญ

ระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้า วงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน ฮาร์มอนิก ตัวควบคุมพีไอ

Abstract

This article presents the harmonic elimination in an electric vehicle charging system using a shunt active power filter (SAPF). The PI controller is applied for the compensating current injection and the DC bus voltage controls of SAPF. The design of four significant parts for effective harmonic elimination performance is discussed. The first part is the design of the structure and parameters of SAPF suitable for the electric vehicle charging system. The harmonic detection using instantaneous power theory combined with sliding window Fourier analysis (PQF) is the second part. The

third part is the PI controller design of the compensating current control, and the DC bus voltage control is the final part. The performance of harmonic elimination is tested using the MATLAB/Simulink program. The total harmonic distortion ($\%THD_i$) and the power factor (pf) after the compensating current injection are used for the evaluation criteria of the harmonic elimination performance. These performance indexes refer to the IEEE Standard 519-2022 standard. The simulation results confirm that the proposed SAPF performs well in eliminating harmonics in the electric vehicle charging system. After compensation, the $\%THD_i$ is found to be 4.03%, and the pf is 1. These performance indexes are within the specified limits of IEEE Standard 519-2022.

Keywords

electric vehicle charging system; shunt active power filter; harmonic; PI controller.

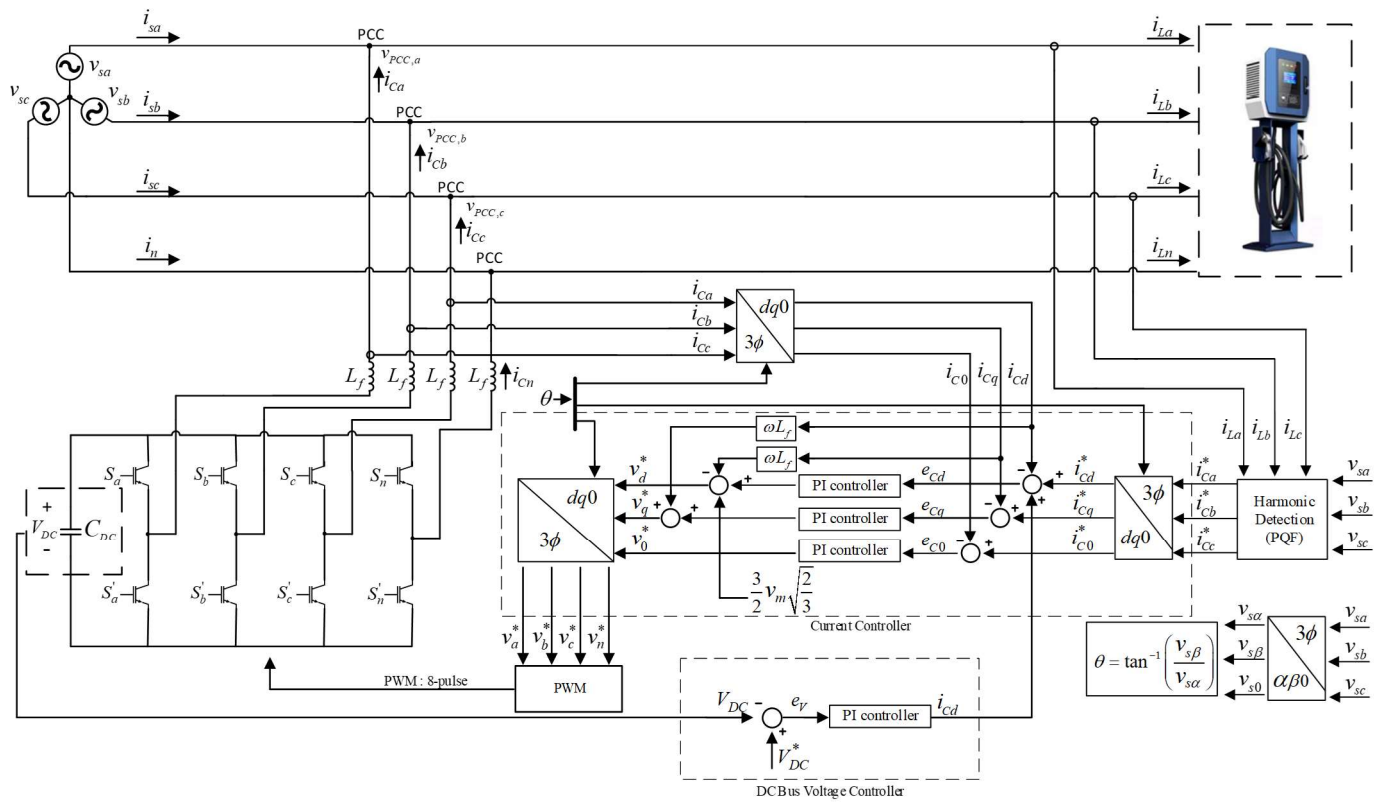
1. คำนำ

นวัตกรรมยานยนต์ไฟฟ้ากำลังเข้ามามีบทบาทอย่างมากในปัจจุบัน เนื่องจากเป็นยานยนต์ที่ขับเคลื่อนด้วยพลังงานไฟฟ้าไม่พึ่งพาน้ำมันเชื้อเพลิงที่มีแนวโน้มลดน้อยและก่อให้เกิดมลพิษทางอากาศ รวมไปถึงการพัฒนาระบบแบตเตอรี่ที่มีระยะเวลาในชาร์จรวดเร็วขึ้นกว่าในอดีตที่ผ่านมาและยังสามารถขับขี่ได้ระยะทางที่ไกลขึ้นในหนึ่งรอบการชาร์จด้วยเหตุนี้การใช้ยานยนต์ไฟฟ้าจึงเพิ่มมากขึ้น และมีแนวโน้มเพิ่มสูงขึ้นเรื่อย ๆ ในอนาคตอันใกล้

การเพิ่มขึ้นของยานยนต์ไฟฟ้าเป็นผลให้สถานีชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย เพื่อรองรับความต้องการชาร์จยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งการชาร์จแบตเตอรี่ของยานยนต์ไฟฟ้ามีลักษณะการจ่ายโหลดแบบไม่เป็นเชิงเส้น ส่งผลให้เกิดผลกระทบต่อโครงข่ายของระบบไฟฟ้า เช่น เกิดกระแสฮาร์มอนิก ค่าตัวประกอบกำลังต่ำ และความไม่สมดุลของกระแสไฟฟ้า [1-3] ดังนั้น การลดผลกระทบที่เกิดขึ้นจากระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าจึงเป็นสิ่งสำคัญและจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับงานวิจัยในอนาคตเพื่อรองรับการเพิ่มขึ้นของการใช้ยานยนต์ไฟฟ้า ด้วยเหตุนี้ การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ในระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้า จึงถูกนำเสนอในบทความนี้

การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังสามารถทำได้หลากหลายวิธี เช่น วงจรกรองกำลัง

พาสซีฟ (Passive Power Filter: PPF) [4] วงจรกรองกำลังแอ็กทีฟ (Active Power Filter: APF) [5] และวงจรกรองกำลังไฮบริด (Hybrid Power Filter: HPF) [6] แต่ละวิธีมีจุดเด่นและจุดด้อยที่แตกต่างกัน โดย PPF มีจุดเด่นทางด้านการออกแบบที่ง่ายไม่ซับซ้อน มีต้นทุนต่ำ แต่อย่างไรก็ตาม PPF ไม่สามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้ทุกอันดับและมีขนาดใหญ่ซึ่งอาจส่งผลกระทบต่อต้นทุนทางด้านพื้นที่การติดตั้งที่เพิ่มขึ้น สำหรับ APF และ HPF มีจุดเด่นร่วมกัน คือ สามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้ทุกอันดับ และปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้พร้อมกัน แต่ HPF มีความซับซ้อนในการออกแบบมากกว่า APF ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วย APF เนื่องจาก มีความสามารถกำจัดฮาร์มอนิกได้ทุกอันดับ และสามารถปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังได้อีกทั้งมีความซับซ้อนในการออกแบบที่ง่ายกว่า HPF ในบทความนี้จึงมุ่งเน้นการออกแบบวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟให้เหมาะสมกับระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าที่พิจารณาโดยใช้โครงสร้างวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟแบบขนานที่มีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งร่วมกับการวิเคราะห์ฟูริเยร์แบบวินโดว์เลื่อน การควบคุมกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงของวงจรกรองกำลังแอ็กทีฟใช้ตัวควบคุมพีไอ ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 ระบบกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟแบบขนานสำหรับระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้า

สมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกของวงจรกรองกำลังแอกทีฟขึ้นอยู่กับองค์ประกอบที่สำคัญ 4 ส่วน ประกอบด้วย โครงสร้างของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การตรวจจับฮาร์มอนิก การควบคุมกระแสชดเชย และการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง [7-10] ด้วยเหตุนี้ การออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟทั้ง 4 องค์ประกอบ ให้เหมาะสมกับระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าจึงเป็นส่วนที่สำคัญสำหรับสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกและการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังในระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าที่พิจารณา ซึ่งเป็นระบบชาร์จเร็วกระแสตรง (fast charge system) ที่รับไฟฟ้าสามเฟสสี่สายมาจากโครงข่ายระบบไฟฟ้า โดยพิจารณากระแสโหลดชุดชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าที่เกิดจากการทดสอบจริงใน [11] โดยมีรายละเอียดของกระแสโหลดอันดับต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 1 การยืนยันผลการทดสอบสมรรถนะการกำจัดฮาร์มอนิกและปรับปรุงคุณภาพตัวประกอบกำลังในระบบชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าที่พิจารณาด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ออกแบบขึ้น อาศัยโปรแกรม MATLAB/Simulink โดยพิจารณาดัชนีชี้วัดสมรรถนะตามมาตรฐาน

IEEE std.519-2022 [12] ซึ่งประกอบด้วย ค่าความเพี้ยนกระแสฮาร์มอนิกรวม (Total Harmonic Distortion: %THD_i) และค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor: *pf*)

ตารางที่ 1 รายละเอียดปริมาณกระแสฮาร์มอนิกในแต่ละเฟส [11]

Harmonic order	Magnitude (%)	i_L (A)	Angle (degree)
1	100.00	47.030	-26
3	25.00	11.758	-94
5	17.00	7.995	-96
7	14.00	6.584	-73
9	9.69	4.562	-68
11	5.04	2.371	-49
13	1.80	0.847	-49
15	0.37	0.174	-46

2. การตรวจจับกระแสฮาร์มอนิก

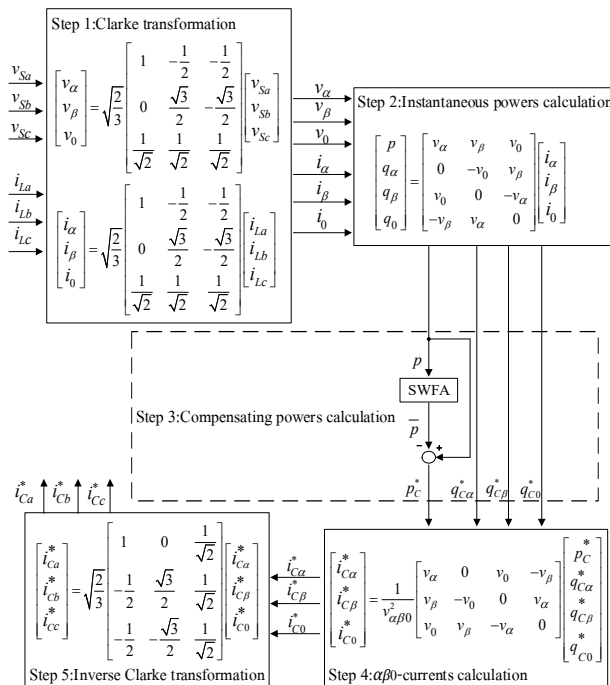
การตรวจจับฮาร์มอนิกเป็นส่วนที่มีความสำคัญสำหรับการกำจัดฮาร์มอนิกด้วยวงจรกรองกำลังแอกทีฟ เนื่องจากกระบวนการดังกล่าวถูกใช้สำหรับการคำนวณค่ากระแสอ้างอิงของวงจรกรองกำลังแอกทีฟ การตรวจจับฮาร์มอนิกถูกคิดค้นและพัฒนาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันซึ่งมีหลากหลายวิธี เช่น วิธีทฤษฎีกำลังไฟฟ้าขณะหนึ่ง (Instantaneous Power Theory: PQ) วิธีตรวจจับซิงโครนัส (Synchronous Detection: SD) วิธีกรอบอ้างอิงซิงโครนัส (Synchronous Reference Frame: SRF) [13-15] โดยแต่ละวิธีมีความเหมาะสมในการนำไปใช้งานที่แตกต่างกัน ในบทความนี้เลือกใช้วิธีการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธีทฤษฎีกำลังไฟฟ้าขณะหนึ่งร่วมกับการวิเคราะห์ฟูริเยร์แบบวินโดว์เลื่อน [16] ซึ่งเรียกว่า “วิธี PQF” วิธีดังกล่าวถูกพัฒนาโดยการนำเทคนิคการวิเคราะห์ฟูริเยร์แบบวินโดว์เลื่อน (Sliding Window Fourier Analysis: SWFA) มาใช้แทนตัวกรองผ่านต่ำ (Low Pass Filter: LPF) ของกระบวนการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQ ซึ่งเพิ่มความสามารถในการตรวจจับฮาร์มอนิกที่ถูกต้อง และแม่นยำ ขั้นตอนการตรวจจับ

ฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF สำหรับระบบขาร์จยานยนต์ไฟฟ้าสามารถสรุปได้ดังรูปที่ 2 โดยมีรายละเอียดดังนี้

ขั้นที่ 1 แปลงปริมาณไฟฟ้าบนแกน 3 เฟส เป็นปริมาณไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ โดยใช้การแปลงของคาร์ก (Clarke transformation)

ขั้นที่ 2 ใช้ค่าแรงดันและกระแสไฟฟ้าบนแกน $\alpha\beta 0$ เพื่อคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (p) และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (q)

ขั้นที่ 3 คำนวณค่ากำลังไฟฟ้าสำหรับการชดเชยซึ่งสามารถพิจารณาได้จากวัตถุประสงค์การชดเชยในตารางที่ 2 โดยในบทความนี้ต้องการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง ดังนั้น จึงใช้กำลังไฟฟ้าแอกทีฟปริมาณฮาร์มอนิก ($\bar{p}$) และใช้กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (q) โดย $\bar{p}$ คำนวณได้จากเทคนิค SWFA ในการแยกปริมาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟปริมาณมูลฐาน ($\bar{p}$) ออกจากค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟ (p) ซึ่งเทคนิคดังกล่าวเป็นการวิเคราะห์ปริมาณมูลฐานด้วยสมการอนุกรมฟูริเยร์ดังสมการที่ (1) ในบทความนี้ต้องการ $\bar{p}$ จึงทำการคำนวณ $\bar{p}$ เพื่อนำมาลบกับ p โดยปริมาณ $\bar{p}$ พิจารณาเฉพาะเทอมของสัมประสิทธิ์ A_{0p} ด้วยสมการสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์ดังสมการที่ (2) การคำนวณสมการฟูริเยร์แบบวินโดว์เลื่อนจะเริ่มจากการรับค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟจำนวนหนึ่งคาบ ($p(nT_s)$) ซึ่งประกอบไปด้วยข้อมูลจำนวน N ข้อมูล สำหรับคำนวณค่า A_{0p} จากนั้นในรอบการคำนวณถัดไปจะทำรับข้อมูลค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟค่าใหม่ ($p(N_0 + N)$) และลบค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟค่าเดิม ($p(N_0 - 1)$) เพื่ออัปเดตค่า A_{0p} โดยสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 3 ซึ่งการคำนวณแต่ละรอบจะได้ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟมูลฐานสำหรับใช้ในการคำนวณปริมาณกำลังไฟฟ้าแอกทีฟอ้างอิง (p_c^*) ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\bar{p}$



รูปที่ 2 การตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF

ตารางที่ 2 การระบุค่ากำลังไฟฟ้าตามวัตถุประสงค์การชดเชย

กรณี	วัตถุประสงค์การชดเชย	กำลังไฟฟ้าชดเชย
1	กำจัดกระแสฮาร์มอนิก	$\tilde{p}$ และ $\tilde{q}$
2	ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง	$\bar{q}$
3	กำจัดกระแสฮาร์มอนิกและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง	$\tilde{p}$ และ q

$$p(nT_s) = \frac{\bar{A}_{0p}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \left[A_{hp} \cos(h\omega nT_s) + B_{hp} \sin(h\omega nT_s) \right] \quad (1)$$

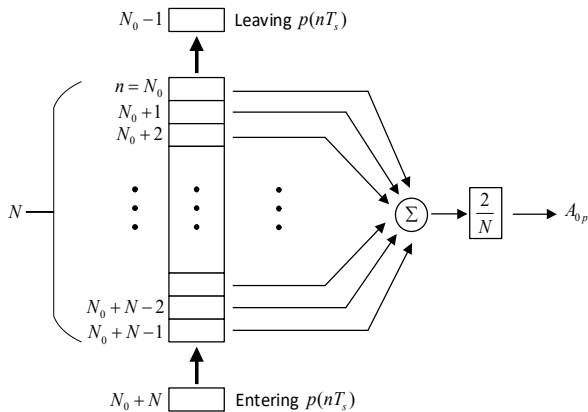
โดยที่ $p(nT_s)$ คือ ค่ากำลังไฟฟ้าแอกทีฟในช่วงรับค่าตัวอย่างที่เวลาใด ๆ

A_{0p}, A_{hp}, B_{hp} คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์

h คือ อันดับฮาร์มอนิก

ω คือ ค่าความถี่เชิงมุม

$$A_{0p} = \frac{2}{N} \sum_{n=N_0}^{N_0+N-1} p(nT_s) \quad (2)$$



รูปที่ 3 การวิเคราะห์ฟูริเยร์แบบวินโดว์เลื่อน (SWFA)

ขั้นที่ 4 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน $\alpha\beta 0$ ($\alpha\beta 0$ - currents calculation)

ขั้นที่ 5 คำนวณค่ากระแสอ้างอิงสำหรับการชดเชยบนแกน 3 เฟส โดยการใช้การแปลงของคาร์กัยย้อนกลับ (Inverse Clarke transformation)

3. การออกแบบโครงสร้างและค่าพารามิเตอร์

การออกแบบโครงสร้างของวงจรรองกำลังแอกทีฟจะต้องพิจารณาระบบขาร์จายานยนต์ไฟฟ้าเป็นสำคัญ โดยระบบขาร์จดังกล่าวเป็นระบบสามเฟสสี่สาย จึงมีปริมาณกระแสฮาร์มอนิกที่สายนิวทรัล ดังนั้น บทความนี้จึงเลือกใช้วงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนานชนิดสามเฟสสี่สาย เนื่องจากมีความสามารถในการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกที่เฟส a, b, c และนิวทรัล โดยโครงสร้างของวงจรรองกำลังแอกทีฟดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบด้วย ไอจีบีที (IGBT) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง จำนวน 8 ตัว ตัวเก็บประจุ (C_{DC}) และตัวเหนี่ยวนำ (L_f)

3.1 การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ

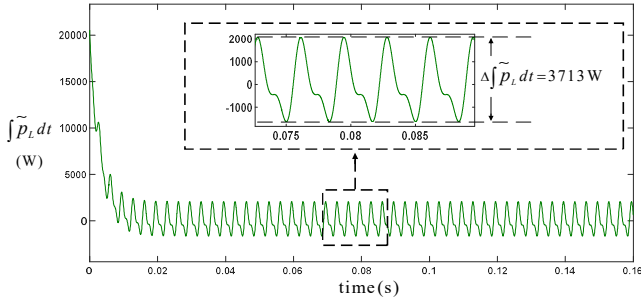
การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำด้วยวิธีของ Ingram และ Round [17] ให้ผลลัพธ์ของการออกแบบ เป็นขอบเขตค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด ($L_f(\max)$) ที่ทำให้วงจรรองกำลังแอกทีฟสามารถฉีดกระแสชดเชยได้ตามค่ากระแสอ้างอิงวิธีดังกล่าวจึงถูกนำมาใช้ในการกำหนดขอบเขตสูงสุดของค่าความเหนี่ยวนำของวงจรรองกำลังแอกทีฟในบทความนี้ โดยสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3) ซึ่งประกอบไปด้วย แรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{DC}^*) ค่ายอดแรงดันไฟฟ้าของวงจรรองกำลังแอกทีฟแบบขนาน (V_m) ที่จุดต่อร่วม (Point of Common Coupling: PCC) ความถี่ฮาร์มอนิกสูงสุด (f_h) และแอมพลิจูดกระแสฮาร์มอนิกสูงสุด (I_h)

$$L_f(\max) = \frac{V_{DC}^* - V_m}{2\pi f_h I_h} \quad (3)$$

ค่า V_{DC}^* ควรออกแบบให้มีค่ามากกว่า 2 เท่าของค่ายอดแรงดันไฟฟ้าที่จุด PCC เพื่อให้กระแสชดเชยไหลเข้าสู่จุด PCC ดังนั้น จึงเลือกใช้ค่า V_{DC}^* เท่ากับ 700 โวลต์ และจากข้อมูลกระแสฮาร์มอนิกของระบบที่พิจารณาในตารางที่ 1 พบว่าระบบขาร์จยานยนต์ไฟฟ้าปรากฏกระแสฮาร์มอนิกสูงสุดอยู่ที่อันดับที่ 3 ($f_h = 150$ Hz) โดยมีค่าแอมพลิจูดกระแสฮาร์มอนิกเท่ากับ 11.758 แอมแปร์ เมื่อนำค่าดังกล่าวแทนลงในสมการที่ (3) จะได้ค่า $L_f(\max)$ เท่ากับ 35.09

มิลลิเฮนรี ดังสมการที่ (4) ดังนั้น จึงเลือกใช้ค่า L_f เท่ากับ 2 มิลลิเฮนรี

$$L_f(\text{max}) = \frac{700 - 220\sqrt{2}}{2\pi \times 150 \times 11.758} = 35.09 \text{ mH} \quad (4)$$



รูปที่ 4 ผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟปริมาณฮาร์มอนิก

3.2 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุ

วิธีของ Thomus [18] ถูกใช้สำหรับการออกแบบค่าตัวเก็บประจุในบทความนี้ ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ของการออกแบบเป็นค่าตัวเก็บประจุต่ำสุด ($C_{DC}(\text{min})$) ที่เพียงพอต่อการเป็นแหล่งสะสมพลังงานเพื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับวงจรรอกกำลังแอกทีฟ วิธีดังกล่าวสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (5) ซึ่งประกอบไปด้วย ค่าการกระเพื่อมของผลรวมกำลังไฟฟ้าแอกทีฟปริมาณฮาร์มอนิกของระบบชาร์จายานยนต์ไฟฟ้า ($\Delta \int \tilde{p}_L dt$) ดังแสดงในรูปที่ 4 เมื่อพิจารณารูปสัญญาณดังกล่าวพบว่า $\Delta \int \tilde{p}_L dt$ มีค่าเท่ากับ 3713 วัตต์ และพิจารณาค่าการกระเพื่อมของแรงดันบัสไฟตรง (ΔV_{DC}) เท่ากับ 3% ของแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ที่พิจารณาในสมการที่ (5) จะได้ค่า $C_{DC}(\text{min})$ เท่ากับ 252.58 มิลลิฟารัด ดังแสดงในสมการที่ (6) ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่า C_{DC} เท่ากับ 300 มิลลิฟารัด

$$C_{DC}(\text{min}) = \frac{\Delta \int \tilde{p}_L dt}{\Delta V_{DC} V_{DC}^*} \quad (5)$$

$$C_{DC}(\text{min}) = \frac{3713}{21 \times 700} = 252.58 \text{ mF} \quad (6)$$

4. การออกแบบระบบควบคุมกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีโอ

บทความนี้มีวัตถุประสงค์ในการควบคุมการผิดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงบนแกน $dq0$ ด้วยตัวควบคุมพีโอ การออกแบบตัวควบคุมพีโอต้องอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟบนแกน $dq0$ ในระบบที่พิจารณาซึ่งแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงบนแกน $dq0$ แสดงได้ดังสมการที่ (7) และ (8) ตามลำดับ

$$\left. \begin{aligned} L_f \frac{di_{Cd}}{dt} &= \omega L_f i_{Cq} + d_d V_{DC} - v_{PCC,d} \\ L_f \frac{di_{Cq}}{dt} &= -\omega L_f i_{Cd} + d_q V_{DC} - v_{PCC,q} \\ L_f \frac{di_{C0}}{dt} &= d_0 V_{DC} - v_{PCC,0} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_{DC}} (d_d i_{Cd} + d_q i_{Cq} + d_0 i_{C0}) \quad (8)$$

โดยที่ $i_{C(d,q,0)}$ คือ กระแสชดเชยบนแกน $dq0$

$d_{(d,q,0)}$ คือ สัญญาณการสวิตช์บนแกน $dq0$

$v_{PCC(d,q,0)}$ คือ แรงดันที่จุดต่อร่วมบนแกน $dq0$

ω คือ ค่าความถี่เชิงมุม

V_{DC} คือ แรงดันบัสไฟตรง

การออกแบบระบบควบคุมการผิดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีโอสามารถออกแบบได้โดยอาศัยสมการที่ (7) ด้วยการพิจารณาผลคูณระหว่างสัญญาณการสวิตช์บนแกน $dq0$ กับแรงดันบัสไฟตรง ซึ่งมีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุตของวงจรรอกกำลังแอกทีฟบนแกน $dq0$ ($v_{(d,q,0)}^*$) โดยสามารถแสดงสมการเชิงอนุพันธ์ในเทอมของแรงดันเอาต์พุตของวงจรได้ดังสมการที่ (9) โดยมีพลาเน็ตของระบบควบคุมการผิดกระแสชดเชยบนแกน $dq0$ คือ u_d, u_q, u_0 ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาเทอมพลาเน็ตของระบบโดยใช้การแปลงลาปลาซสำหรับการหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดจะได้ดังสมการ

ที่ (10) และฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวควบคุมพีไอสามารถพิจารณาได้จากสมการรูปแบบทั่วไปของตัวควบคุมพีไอบนแกน $dq0$ ดังสมการที่ (11) โดยที่ $e_{C(d,q,0)}$ คือ ค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างกระแสอ้างอิง ($i_{C(d,q,0)}^*$) และกระแสผิดพลาด ($i_{C(d,q,0)}$) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (12)

$$\left. \begin{aligned} v_d^* &= L_f \frac{di_{Cd}}{dt} - \omega L_f i_{Cq} + v_{PCC,d} \\ v_q^* &= L_f \frac{di_{Cq}}{dt} + \omega L_f i_{Cd} + v_{PCC,q} \\ v_0^* &= L_f \frac{di_{C0}}{dt} + v_{PCC,0} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

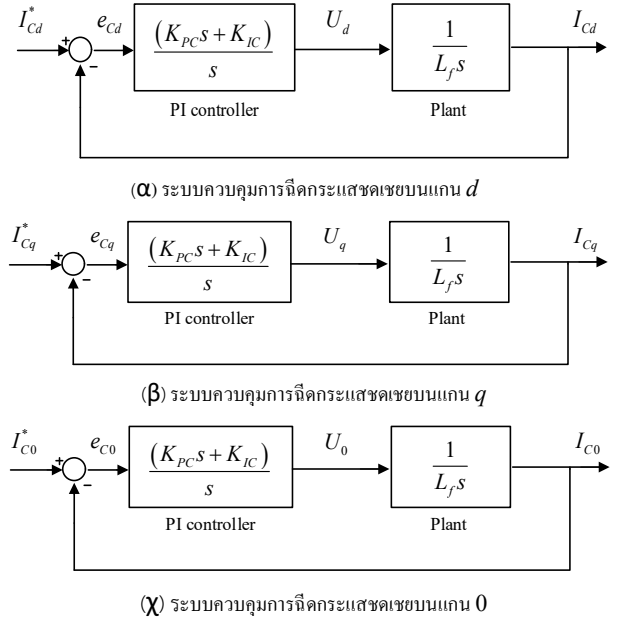
$$\frac{I_{Cd}}{U_d} = \frac{I_{Cq}}{U_q} = \frac{I_{C0}}{U_0} = \frac{1}{L_f s} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} u_d &= K_{PC} e_{Cd} + K_{IC} \int e_{Cd} dt \\ u_q &= K_{PC} e_{Cq} + K_{IC} \int e_{Cq} dt \\ u_0 &= K_{PC} e_{C0} + K_{IC} \int e_{C0} dt \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$e_{C(d,q,0)} = i_{C(d,q,0)}^* - i_{C(d,q,0)} \quad (12)$$

ดำเนินการแปลงลาปลาซสมการที่ (11) และจัดรูปเพื่อหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิดของตัวควบคุมพีไอ ได้ดังสมการที่ (13) จากสมการที่ (10) และสมการที่ (13) สามารถอธิบายเป็นแผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยบนแกน $dq0$ ด้วยตัวควบคุมพีไอได้ดังรูปที่ 5 โดยฟังก์ชันการถ่ายโอนวงปิดของระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยดังกล่าวแสดงได้ดังสมการที่ (14)

$$\frac{U_d}{e_{Cd}} = \frac{U_q}{e_{Cq}} = \frac{U_0}{e_{C0}} = \frac{(K_{PC}s + K_{IC})}{s} \quad (13)$$



รูปที่ 5 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยบนแกน $dq0$

$$\frac{I_{C(d,q,0)}}{I_{C(d,q,0)}^*} = \frac{K_{PC}}{L_f} \left(\frac{s + \frac{K_{IC}}{K_{PC}}}{s^2 + \left(\frac{K_{PC}}{L_f} \right) s + \frac{K_{IC}}{L_f}} \right) \quad (14)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของตัวควบคุมพีไอด้วยวิธีเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างฟังก์ชันการถ่ายโอนวงปิดของระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอในสมการที่ (14) กับพหุนามลักษณะเฉพาะ (Characteristic polynomial) ฟังก์ชันการถ่ายโอนของอันดับที่สองมาตรฐาน ดังสมการที่ (15) จะได้ผลเฉลยสำหรับออกแบบค่าพารามิเตอร์ตัวควบคุมพีไอดังสมการที่ (16)

$$G(s) = \frac{\omega_{ni}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2} \quad (15)$$

โดยที่ ζ คือ อัตราส่วนการหน่วง
 ω_{ni} คือ ความถี่ธรรมชาติ

$$\left. \begin{aligned} K_{PC(d,q,0)} &= 2\zeta\omega_{ni}L_f \\ K_{IC(d,q,0)} &= \omega_{ni}^2L_f \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

ในบทความนี้กำหนดให้ค่าอัตราส่วนการหน่วงมีค่าเท่ากับ $\frac{\sqrt{2}}{2}$ เพื่อให้ผลตอบสนองของระบบมีลักษณะเป็นหน่วงขาด และกำหนดค่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 5000π เรเดียนต่อวินาที เนื่องจากต้องการกำจัดกระแสฮาร์มอนิกถึงอันดับ 50 ($f = 2500$ Hz) ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอในระบบควบคุมกระแสดัดเซย มีค่า K_{PC} และ K_{IC} เท่ากับ 44.429 และ 493.48×10^3 ตามลำดับ โดยการคำนวณแสดงได้ดังสมการที่ (17)

$$\left. \begin{aligned} K_{PC(d,q,0)} &= 2 \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times 5000\pi \times 2 \times 10^{-3} = 44.429 \\ K_{IC(d,q,0)} &= (5000\pi)^2 \times 2 \times 10^{-3} = 493.48 \times 10^3 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

ในส่วนของการออกแบบระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไออาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุมในสมการที่ (8) และค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุสมการที่ (18) เมื่อพิจารณาสมการที่ (18) จะได้ว่าพลานต์ของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรง คือ $C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt}$ เมื่อทำการแปลงลาปลาซจัดรูปฟังก์ชันถ่ายโอนพลานต์ของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในสมการที่ (18) จะได้ดังสมการที่ (19)

$$i_{DC} = \overbrace{C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt}}^{Plant} \quad (18)$$

$$\frac{V_{DC}}{I_{DC}} = \frac{1}{C_{DC}s} \quad (19)$$

แทนค่าฟังก์ชันการสวิตช์บนแกน $dq0$ ในสมการที่ (20) โดยค่า M คือ ค่ามอดูเลชัน ลงในสมการที่ (8) จะได้ดัง

สมการที่ (21) เมื่อแทนสมการดังกล่าวลงในสมการ (18) ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังสมการที่ (22)

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} = \frac{M}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = i_{Cd} \frac{M}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (21)$$

$$i_{DC} = i_{Cd} \frac{M}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (22)$$

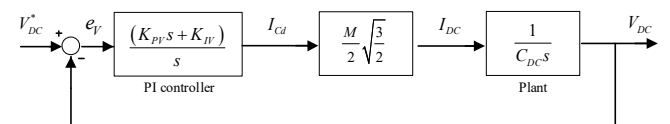
ทำการแปลงลาปลาซในสมการที่ (22) เพื่อจัดรูปฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (23)

$$\frac{I_{DC}}{I_{Cd}} = \frac{M}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (23)$$

ตัวควบคุมพีไอถูกใช้ทำหน้าที่ควบคุม V_{DC} ให้มีค่าคงที่เท่ากับแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{DC}^*) ซึ่งจากความสัมพันธ์ของกระแสพบว่า i_{Cd} ทำหน้าที่ควบคุม V_{DC} ดังนั้น การออกแบบการควบคุมแรงดันด้วยตัวควบคุมพีไอจึงสามารถพิจารณาได้จากสมการ (24) โดยที่ e_v คือ ผลต่างระหว่าง V_{DC}^* กับ V_{DC} เมื่อใช้การแปลงลาปลาซเพื่อจัดรูปหาฟังก์ชันถ่ายโอนจะได้ดังสมการที่ (25)

$$i_{Cd} = K_{PV}e_v + K_{IV} \int e_v dt \quad (24)$$

$$\frac{I_{Cd}}{e_v} = \frac{K_{PV}s + K_{IV}}{s} \quad (25)$$



รูปที่ 6 แผนภาพไดอะแกรมระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงบนแกนบนแกน $dq0$

จากการพิจารณาสมการที่ (19), (23) และ (25) สามารถแสดงระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงเป็นแผนภาพไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 6 ซึ่งสามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนวงปิดของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงได้ดังสมการที่ (26)

$$\frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \sqrt{\frac{3}{8}} \frac{M}{C_{DC}} \left(\frac{K_{PV} \cdot s + K_{IV}}{s^2 + \left(\frac{M}{C_{DC}} \sqrt{\frac{3}{8}} K_{PV} \right) s + \frac{M}{C_{DC}} \sqrt{\frac{3}{8}} K_{IV}} \right) \quad (26)$$

เมื่อเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างฟังก์ชันการถ่ายโอนวงปิดของระบบควบคุมแรงดันบัสไฟตรงในสมการที่ (26) กับพจน์พหุนามลักษณะเฉพาะของอันดับที่สองมาตรฐานในสมการที่ (15) จะได้ผลเฉลยสำหรับออกแบบค่าตัวควบคุมพีไอดังสมการที่ (27)

$$\left. \begin{aligned} K_{PV} &= 2\zeta\omega_{nv} \frac{C_{DC}}{M} \sqrt{\frac{8}{3}} \\ K_{IV} &= \omega_{nv}^2 \frac{C_{DC}}{M} \sqrt{\frac{8}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรง ω_{nv} ควรมีค่าน้อยกว่า 10 เท่าของค่า ω_{ni} จึงเลือกใช้ค่าเท่ากับ 10π เรเดียนต่อวินาที และอัตราส่วนการหน่วงกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\frac{\sqrt{2}}{2}$ เมื่อคำนวณค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอสำหรับการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง จะได้ว่า K_{PV} และ K_{IV} มีค่าเท่ากับ 21.766 และ 483.51 ตามลำดับ โดยการคำนวณแสดงได้ดังสมการที่ (28)

$$\left. \begin{aligned} K_{PV} &= \frac{2 \times \sqrt{2} \times 10\pi \times 300 \times 10^{-3} \times \sqrt{8}}{2 \times 1 \times \sqrt{3}} = 21.766 \\ K_{IV} &= \frac{(10\pi)^2 \times 300 \times 10^{-3} \times \sqrt{8}}{\sqrt{3}} = 483.51 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

5. การจำลองสถานการณ์และอภิปรายผล

5.1 การจำลองสถานการณ์

การจำลองสถานการณ์ดำเนินการโดยใช้โปรแกรม MATLAB/Simulink ระบบการจำลองสถานการณ์แสดงได้ดังรูปที่ 1 ซึ่งประกอบไปด้วย ระบบส่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า

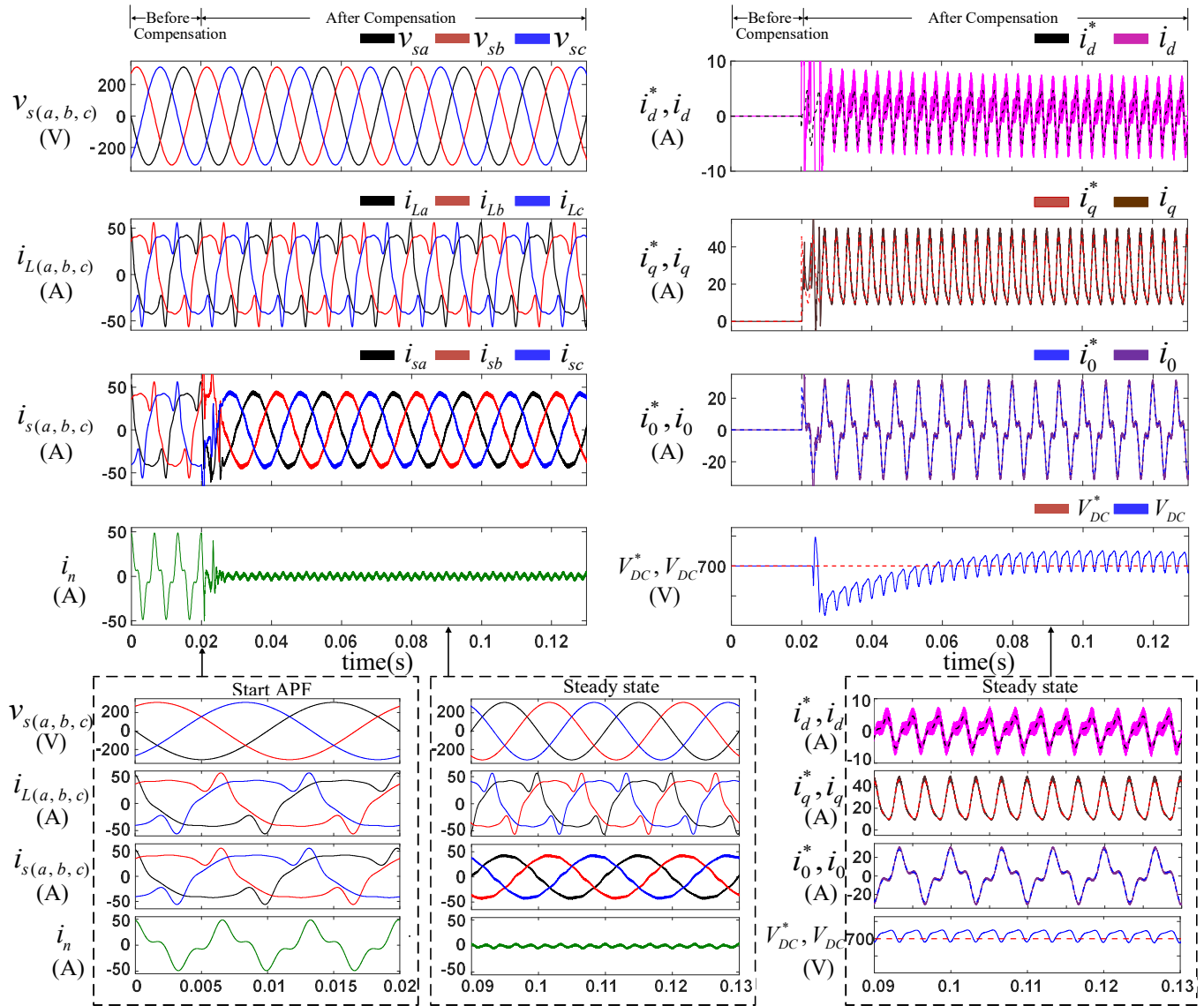
สามเฟสสี่สาย ($v_{S(a,b,c)}$) พิกัด 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ เชื่อมต่อกับโหลดชุดซาร์จายานยนต์ไฟฟ้าประเภทชาร์จเร็วกระแสตรง (Fast charger) พิกัดกำลังไฟฟ้า 100 กิโลวัตต์ ซึ่งกระแสของโหลดดังกล่าวใช้ข้อมูลกระแสฮาร์มอนิกจากตารางที่ 1 การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกใช้วงจรกรองกำลังแอกที่ฟตอขนานเข้าที่จุด PCC โดยมีระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรงด้วยตัวควบคุมพีไอตามที่ได้นำเสนอไว้ วงจรกรองกำลังแอกที่มีขั้นตอนการทำงานโดยการตรวจจับกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบซาร์จายานยนต์ไฟฟ้าด้วยวิธี PQF ทำให้ได้ค่ากระแสอ้างอิงบนแกน $dq0$ ($i_{C(d,q,0)}^*$) เพื่อเป็นค่ากระแสอ้างอิงให้กับระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยด้วยตัวควบคุมพีไอ โดยมีค่า K_{PC} เท่ากับ 44.429 และค่า K_{IC} เท่ากับ 493.48×10^3 ตัวควบคุมดังกล่าวทำหน้าที่ควบคุมกระแสฉีดชดเชย ($i_{C(d,q,0)}$) ให้มีค่าใกล้เคียงกระแสอ้างอิง $i_{C(d,q,0)}^*$ โดยเอาต์พุตที่ได้จากตัวควบคุมพีไอเป็นค่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงบนแกน $dq0$ ($v_{(d,q,0)}^*$) ซึ่งจะถูกแปลงค่าให้อยู่บนแกน 3 เฟส ($v_{(a,b,c)}^*$) เพื่อสร้างสัญญาณการสวิตช์ให้วงจรกรองกำลังแอกที่ฟตด้วยวิธี Pulse Width Modulation (PWM) ด้วยการเปรียบเทียบสัญญาณ $v_{(a,b,c)}^*$ กับสัญญาณพาห์รูปสามเหลี่ยมขนาดแอมพลิจูดเท่ากับ 1 โวลต์ ความถี่เท่ากับ 2500 เฮิรตซ์

ตารางที่ 3 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์

พารามิเตอร์	ค่าพารามิเตอร์
แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ($v_{S(a,b,c)}$)	220 V
ความถี่ของระบบไฟฟ้า	50 Hz
แรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง (V_{dc}^*)	700 V
ความเหนี่ยวนำ (L_f)	2 mH
ค่าตัวเก็บประจุ (C_{DC})	300 mF
อัตราขยายสัดส่วนของกระแส (K_{PC})	44.429
อัตราขยายปริพันธ์ของกระแส (K_{IC})	493.48×10^3
อัตราขยายสัดส่วนของแรงดัน (K_{PV})	21.776
อัตราขยายปริพันธ์ของแรงดัน (K_{IV})	483.51
แอมพลิจูดของสัญญาณพาห์รูปสามเหลี่ยม	1 V
ความถี่ของสัญญาณพาห์รูปสามเหลี่ยม	2500 Hz

เมื่อวงจรรอกำลังแอกทิฟได้รับสัญญาณการสวิตช์จึงเกิดกระแสชนิดชดเชยเข้าที่จุด PCC โดยมีแหล่งพลังงานของวงจรเป็นตัวเก็บประจุที่มีการควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้มีค่าคงที่เท่ากับ 700 โวลต์ ด้วยตัวควบคุมพีไอ โดยมีค่า K_{PI} เท่ากับ 21.776 และ K_{IV} เท่ากับ 483.51 การจำลองสถานการณ์เพื่อทดสอบสมรรถนะการกำจัด

ฮาร์มอนิกแบ่งออกเป็นสองช่วง คือ ช่วงก่อนการฉีดกระแสชดเชย (Before Compensation) และช่วงหลังการฉีดกระแสชดเชย (After Compensation) โดยค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองสถานการณ์สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3



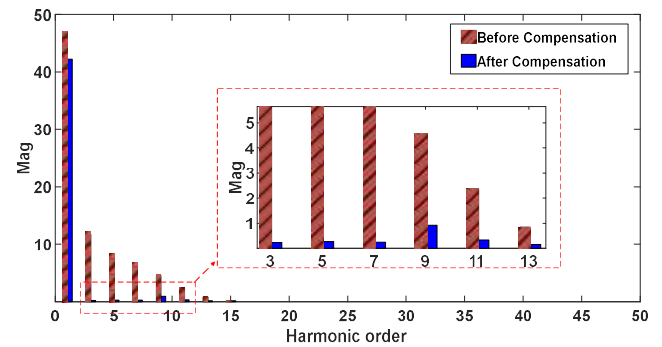
รูปที่ 7 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิก

5.2 อภิปรายผลการจำลองสถานการณ์

ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์มอนิกด้วยวงจรรอกำลังแอกทิฟโดยใช้ตัวควบคุมพีไอ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 7 ซึ่งพบว่า ช่วงเวลาที่ 0 ถึง 0.02 วินาที (ช่วงก่อน

การชดเชย) สัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ($v_{s(a,b,c)}$) มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปไซน์ แต่สัญญาณกระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย ($i_{s(a,b,c)}$) มีลักษณะผิดเพี้ยนไม่เป็นรูปไซน์ เนื่องจากการชาร์จคายประจุไฟฟ้าเป็นการจ่ายโหลด

แบบไม่เป็นเชิงเส้น จึงส่งผลให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเกิดฮาร์โมนิก โดยมีลักษณะเดียวกับกระแสฮาร์โมนิกของโหลดชุดซาร์จายานยนต์ไฟฟ้า ($i_{L(a,b,c)}$) นอกจากนี้ระบบยังเกิดกระแสฮาร์โมนิกที่นิวทรัล (i_n) โดยมีค่ากระแสสูงสุดเท่ากับ 48.87 แอมแปร์ ซึ่งเป็นผลมาจากองค์ประกอบฮาร์โมนิกที่สามารถลงตัว (Triplen Harmonic) โดยสเปกตรัมกระแสฮาร์โมนิก เฟส a ซึ่งได้จากเครื่องมือ Fast Fourier Transform Analysis (FFT) บนโปรแกรม Matlab แสดงได้ดังรูปที่ 8 ในส่วนเฟสอื่น ๆ สเปกตรัมกระแสฮาร์โมนิกมีค่าเท่ากัน เนื่องจากเป็นระบบสามเฟสสมดุลพบว่า เกิดกระแสฮาร์โมนิกอันดับที่ 3, 5, 7, 9, 13 และ 15 ขึ้นในระบบ โดยมีค่า $\%THD_i$ เท่ากับ 35.09% ซึ่งมีค่าสูงกว่าข้อกำหนดของมาตรฐาน IEEE std.519-2022 ในส่วนของค่าตัวประกอบกำลังช่วงก่อนการฉีดชดเชยมีค่าเท่ากับ 0.883 ภายหลังการฉีดกระแสชดเชยที่ช่วงเวลา 0.02 ถึง 0.13 วินาที วงจรรอกกำลังแอกทีฟทำการฉีดกระแสชดเชยเข้าที่จุด PCC แสดงได้ดังรูปที่ 7 ซึ่งพบว่าตัวควบคุมพีไอสามารถควบคุมกระแสชดเชยบนแกน $dq0$ ให้มีค่าใกล้เคียงกับค่ากระแสฮาร์โมนิกอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยวิธี PQF และควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้มีค่าคงที่เท่ากับ 700 โวลต์ เป็นผลให้กระแสฮาร์โมนิกที่แหล่งจ่ายในระบบซาร์จายานยนต์ไฟฟ้ามีค่าลดลง โดยสังเกตได้จากช่วงหลังการฉีดชดเชย $i_{S(a,b,c)}$ มีลักษณะใกล้เคียงสัญญาณรูปไซน์ และ i_n มีค่าลดลงใกล้เคียงศูนย์ นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสเปกตรัมกระแสฮาร์โมนิกจากรูปที่ 8 ช่วงหลังการชดเชย พบว่ากระแสฮาร์โมนิกอันดับต่าง ๆ มีค่าลดลง โดยค่า $\%THD_i$ เท่ากับ 4.03% ซึ่งอยู่ภายใต้มาตรฐาน IEEE std.519-2022 ในส่วนของค่าตัวประกอบกำลังหลังการปรับปรุงมีค่าเท่ากับ 1 โดยผลการจำลองสรุปได้ดังตารางที่ 4



รูปที่ 8 สเปกตรัมกระแสฮาร์โมนิกช่วงก่อนและหลังการชดเชย

ตารางที่ 4 ผลการจำลองสถานการณ์การกำจัดกระแสฮาร์โมนิกช่วงก่อนและหลังการชดเชย

เฟส	ก่อนการชดเชย		หลังการชดเชย	
	$\%THD_i$	pf	$\%THD_i$	pf
a	39.05%	0.883	4.03%	1
b	39.05%	0.883	4.01%	1
c	39.05%	0.883	4.03%	1

6. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกในระบบซาร์จายานยนต์ไฟฟ้าด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟแบบขนาน โดยใช้ตัวควบคุมพีไอสำหรับควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรง การตรวจจับกระแสฮาร์โมนิกด้วยวิธี PQF และทำการออกแบบโครงสร้างรวมทั้งค่าพารามิเตอร์ของวงจรรอกกำลังแอกทีฟที่เหมาะสมกับระบบซาร์จายานยนต์ไฟฟ้า ซึ่งประกอบด้วย โครงสร้างของวงจรรอกกำลังแอกทีฟ ค่าความเหนี่ยวนำ ค่าตัวเก็บประจุ และค่าแรงดันบัสไฟตรงอ้างอิง นอกจากนี้ได้นำเสนอการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมพีไอในระบบควบคุมการฉีดกระแสชดเชยและแรงดันบัสไฟตรง การทดสอบสมรรถนะการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกด้วยวงจรรอกกำลังแอกทีฟในระบบซาร์จายานยนต์ไฟฟ้าที่นำเสนอ ยืนยันได้ว่าวงจรรอกกำลังแอกทีฟดังกล่าวมีสมรรถนะที่ดีในการกำจัดกระแสฮาร์โมนิกในระบบซาร์จายานยนต์ไฟฟ้า โดยพิจารณาได้จากภายหลังการฉีดกระแสชดเชย $i_{S(a,b,c)}$ มีลักษณะใกล้เคียงสัญญาณรูปไซน์ และกระแส i_n ลดลงใกล้เคียงศูนย์ เนื่องจากวงจรรอกกำลังแอกทีฟสามารถควบคุมการฉีด

กระแสชดเชยให้ใกล้เคียงกับค่ากระแสอ้างอิงที่ได้จากการตรวจจับฮาร์มอนิกด้วยวิธี PQF อีกทั้ง $\%THD_i$ และ pf ภายหลังการชดเชยมีค่าเท่ากับ 4.03% และ 1 ตามลำดับ ซึ่งเป็นค่าที่อยู่ภายใต้ข้อกำหนดมาตรฐานของ IEEE std.519-2022 หลักการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟที่ได้นำเสนอในบทความนี้ สามารถนำไปต่อยอดประยุกต์ใช้งานในการออกแบบวงจรกรองกำลังแอกทีฟให้เหมาะสมกับระบบสถานีชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าที่พิกัดอื่น ๆ และผลการจำลองสถานการณ์ในงานวิจัยนี้จะเป็นพื้นฐานที่สำคัญในการสร้างระบบฮาร์ดแวร์การกำจัดฮาร์มอนิกโดยใช้วงจรกรองกำลังแอกทีฟสำหรับระบบสถานีชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าในอนาคต

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนสนับสนุนจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีภายใต้โครงการทุนกิตติบัตินิติต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

เอกสารอ้างอิง

- [1] Aiqiang P, Yongwei Z, Lijia R, Tiantian C, Sun W, Wang Y. Harmonic research of electric vehicle fast chargers. *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2016, Xi'an, China.* 2016. p. 2545-2549.
- [2] Caro LM, Ramos G, Rauma K, Rodriguez DFC, Martinez DM, Rehtanz C. State of charge influence on the harmonic distortion from electric vehicle charging. *IEEE Transactions on Industry Applications.* 2021;57(3): 2077-2088.
- [3] Wang L, Qin Z, Slangen T, Bauer P, Wijk Tv. Grid impact of electric vehicle fast charging stations: trends, standards, issues and mitigation measures - an overview. *IEEE Open Journal of Power Electronics.* 2021;2(1): 56-74.
- [4] Anuar MNK, Abdullah N. Dominant harmonic current reduction using passive power filter. *IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), 2022, Langkawi, Kedah, Malaysia.* 2022. p. 186-191.
- [5] Trongjai T, Narongrit T, Areerak K. Design of a shunt active power filter for harmonic elimination in electric railway systems. *UBU Engineering Journal.* 2019;13(1): 29-41.
- [6] Ray PK, Panda G, Puhan PS. Fuzzy logic based intelligent shunt hybrid filter applied to single phase system. *Annual IEEE India Conference (INDICON), 2013, Mumbai, India.* 2013. p. 1-6.
- [7] Trongjai T, Narongrit T, Areerak K. The comparison of shunt active power filter structure for the harmonic elimination in AC- electric railway systems. *SWU engineering Journal.* 2018;13(2): 38-51.
- [8] Shousha MF, Zaid S, Osama AM. The effect of harmonic detection speed on the overall performance of shunt active power filters. *WSEAS Transactions on Systems.* 2012; 11(8): 294-304.
- [9] Kazmierkowski MP, Malesani L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* 1998;45(5): 691-703.
- [10] Bruyant N, Machmoum M, Chevrel P. Control of a three-phase active power filter with optimized design of the energy storage capacitor. *PESC 98 Record 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998, Fukuoka, Japan.* 1998. p. 878-883.
- [11] Puthiyottill FR, Shareef H, Kiranmai KSP. Active power filter control using hybrid fuzzy proportional-integral and hysteresis controllers for mitigating the harmonics generated by electric vehicles. *IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), 2020, George Town, Penang, Malaysia.* 2020. p. 13-18.
- [12] IEEE Standard. IEEE standard for harmonic control in electric power systems. *IEEE Std 519-2022 (Revision of IEEE Std 519-2014).* 2022: 1-31.

- [13] Akagi H, Ogasawara S, Hyosung K. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Forth IAS Annual Meeting, 1999, Phoenix, Arizona, USA*. 1999. p. 431-439.
- [14] Narongrit T, Santiprapan P, Janpong S. A synchronous detection with Fourier analysis for single-phase shunt active power filters. *2018 5th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*. 2018. p. 1-6.
- [15] Santiprapan P, Areerak K. L. Performance improvement of harmonic detection using synchronous reference frame method. *International Conference on Advances in Energy Engineering, 2010, Beijing, China*. 2010. p. 52-55.
- [16] Khangrang P, Areerak K, Panpean C, Areerak K. The instantaneous power with sliding window Fourier analysis for harmonic elimination in electric vehicle charging system. *Electrical Engineering Conference (EECON-45), Thailand*. 2022. p. 138-141.
- [17] Ingram DME, Round SD. A novel digital hysteresis current controller for an active power filter. *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997, Singapore*. 1997. p. 744-749.
- [18] Thomas T, Haddad K, Joos G, Jaafari A. Design and performance of active power filters. *IEEE Industry Applications Magazine*. 1998;4(5): 38-46.