

การพัฒนาและการประยุกต์ใช้งานวงจรควบคุมการป้อนกลับ โดยใช้วงจรควบคุมค่าเฉลี่ยของโหมดกระแสที่มีความคงทน

Development and Application of the Feedback Control Circuit using the Robust-ACMC Strategy

อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ¹ จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว² และ วรวิทย์ ธรรมศิริโรจน์³

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอ การพัฒนางานวงจรควบคุมการป้อนกลับของวงจรควบคุมค่าเฉลี่ยของโหมดกระแส (ACMC) ไปเป็น วงจรควบคุมค่าเฉลี่ยของโหมดกระแสที่มีความคงทน (Robust-ACMC) โดยวงจรที่พัฒนาประกอบไปด้วยวงจรช่วยที่ใส่เข้าไปใน ลูปกระแสและแรงดัน ผลจากการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ และกระแสศูนย์ สามารถปรับปรุงเสถียรภาพของวงจรให้ดีขึ้นโดยใช้การวิเคราะห์แบบสัญญาณเล็ก ๆ และแสดงผลการตอบสนองจากการวิเคราะห์ ด้วยสัญญาณขนาดใหญ่

คำสำคัญ : การควบคุมค่าเฉลี่ยของโหมดกระแส, การควบคุมค่าเฉลี่ยของโหมดกระแสที่มีความคงทน,
การวิเคราะห์สัญญาณเล็ก ๆ

Abstract

This paper presents the development of feedback control circuit of average current mode control (ACMC) strategy processing to robust-average current mode control (Robust-ACMC) strategy. The Robust-ACMC strategy consists of auxiliary controller which is used for current and voltage loops. From the small-signal analysis point of view, robust performance can be achieved, preserving the stability on the application of a zero-voltage and zero-current switching full-bridge converter. In addition, the large-signal response of the converter under a transient state is shown in order to validate the concept.

Keywords : average current mode control (ACMC), robust-average current mode control (Robust-ACMC),
small-signal analysis

¹ ผู้ช่วยศาสตราจารย์, ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

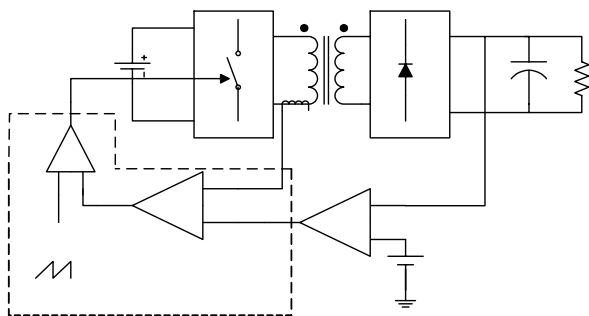
² อาจารย์, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, คณะวิศวกรรมศาสตร์, วิทยาลัยเทคโนโลยีธนบุรี

³ อาจารย์, โครงการภาควิชาเทคโนโลยีเครื่องต้นกำลัง, วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

1. บทนำ

บทความนี้เสนอวิธีการควบคุมแบบวงจรถัดที่ใช้วิธีการแบบ Robust–Average Current Mode Control (Robust–ACMC) ซึ่งวิธีการแบบนี้ จะมีวงจรถูกควบคุมช่วยให้กับวงจรถูกควบคุมแบบเดิม (Average Current Mode Control : ACMC) โดยวงจรถูกควบคุมแบบ Robust–ACMC นี้จะนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่มีลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์เป็นครั้งแรก ซึ่งวงจรถูกควบคุมจะประกอบไปด้วยลูบในที่เป็นกระแสและลูบนอกเป็นแรงดัน โดยที่ลูบนอกจะเป็นลูบของแรงดันเอาต์พุตซึ่งแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ผลต่างของแรงดันนี้จะนำไปเปรียบเทียบกับกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่เป็นกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงโดยที่กระแสปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีผลตอบสนองเร็วกว่ากระแสเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ประมาณ 10 เท่า ก่อนที่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์นำกระแสภายใต้เงื่อนไขของการควบคุมแรงดันให้คงที่ (regulation) ซึ่งสวิตช์ที่มีการนำกระแสจะนำกระแสจนถึงค่ากระแสลิมิต ในบทความนี้จะนำเสนอการที่ตรวจสอบจะไม่เหมือนกับลักษณะการตรวจจับสนัยของตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ [1–2] โดยที่กระแสที่ตรวจจับสนัยทางด้านปฐมภูมิจะถูกควบคุมด้วยวงจรถูกควบคุมในตัว IC#UC3879 [3] เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสไม่ให้สูงเกินค่าที่ตั้งไว้ สำหรับการควบคุมวงจรถูกควบคุมแบบฟูลบริดจ์อาศัย IC#UC3879 เปิดปิดสวิตช์ในลักษณะเป็นพัลส์วidth modulation) ดังแสดงในรูปที่ 1

ในส่วนของวงจรถูกควบคุมนั้นได้อธิบายและวิเคราะห์ในรูปแบบสัญญาณเล็ก ๆ (small signal) โดยอาศัยการจำลองระบบจากการใช้โปรแกรม MATLAB® เพื่อใช้ในการเขียนโบเดพล็อต (bode plot) และนำไปใช้ในการวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรถูกควบคุมที่ได้ออกแบบไว้สำหรับในหัวข้อถัดไปจะได้นำเสนอการควบคุมแบบ ACMC และการควบคุมแบบ Robust–ACMC และสุดท้ายจะเป็นลักษณะการออกแบบเพื่อนำไปใช้งานในระบบจริง



รูปที่ 1 วงจรถูกควบคุมแบบป้อนกลับอย่างง่าย

2. ทฤษฎี

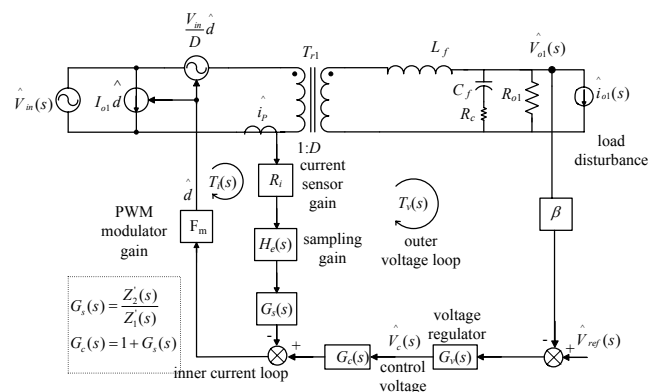
2.1 วงจรถูกควบคุมแบบ ACMC

วงจรถูกควบคุมแบบนี้ โดยปกติจะใช้งานกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการควบคุมแบบ 2 ลูบ ซึ่งลูบในเป็นลูบกระแส ส่วนลูบนอกเป็นลูบแรงดัน หลักการควบคุมแบบนี้จะมีอัตราการขยายสูง แต่แบนด์วิดท์ค่อนข้างต่ำ ใช้ในการคำนวณหาค่ากระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำในวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยพฤติกรรมของระบบจะเป็นแบบแหล่งจ่ายกระแส

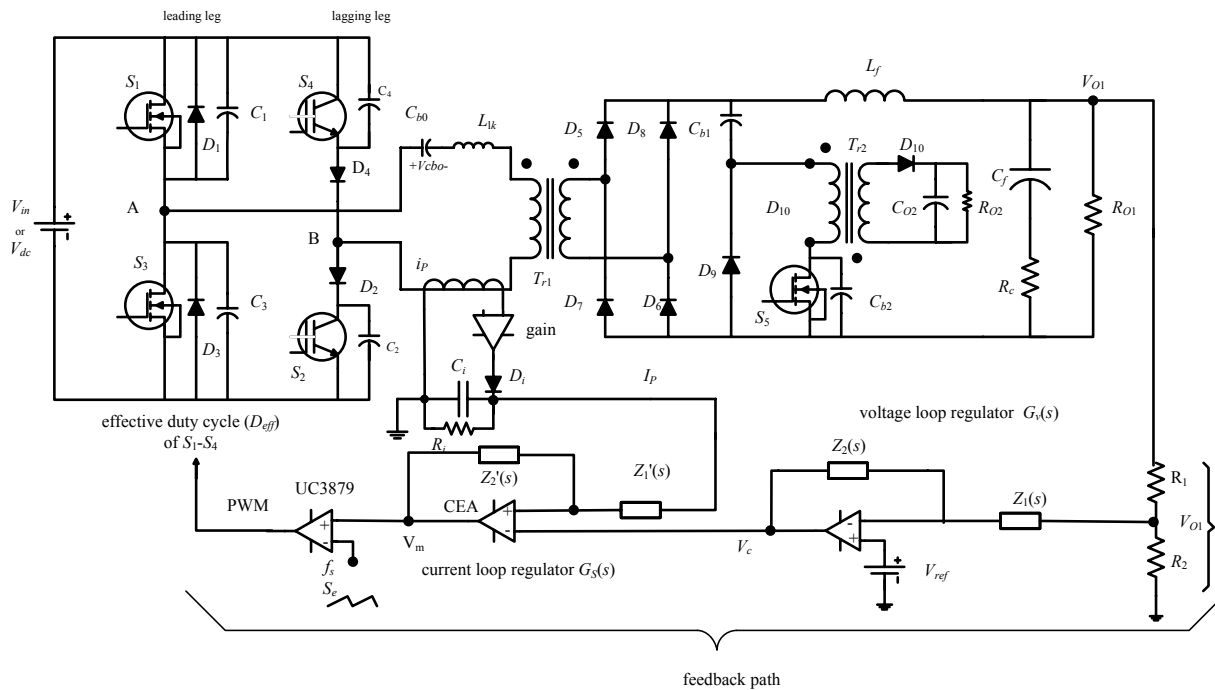
รูปที่ 3 เป็นการแสดงถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์ และกระแสศูนย์ [4] ที่ใช้การควบคุมแบบ ACMC [5] ค่าเฉลี่ยกระแสทางด้านปฐมภูมิจะถูกตรวจจับสนัยในลักษณะครึ่งบวก (half wave) โดยผ่านหม้อแปลงกระแส (CT) และวงจรถูกควบคุมที่ต่ำที่ต่อเข้าด้านอินพุตของวงจรถูกควบคุมที่มีอัตราการขยายค่อนข้างสูงที่ระดับไฟตรงและความถี่ต่ำเพื่อให้ค่าของกระแสปฐมภูมิ (i_p) เปลี่ยนแปลงตามค่ากระแสอ้างอิงที่ต่ออยู่กับอินพุตของวงจรถูกควบคุม ค่าเอาต์พุตของลูบแรงดัน (V_c) จะเป็นสัญญาณอ้างอิงให้ลูบกระแส

จากรูปที่ 3 พิจารณาในส่วนของวงจรถูกควบคุม (feedback circuit) ซึ่งในสัญญาณเล็ก ๆ ที่ใช้ศึกษาในส่วนของวงจรถูกควบคุม ACMC นี้จะเป็นจริงได้จากค่าไฟตรงของสัญญาณครึ่งบวกจนถึงครึ่งหนึ่งของความถี่สวิตช์ ในรูปแบบของวงจรถูกควบคุมเล็ก ๆ ของวงจรถูกควบคุมแบบ ACMC ที่นำมาใช้งานในวงจรฟูลบริดจ์สามารถมองในรูปแบบวงจรถูกควบคุมได้ง่ายได้เป็นวงจรถูกควบคุมคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยที่ $G_s(s)$ และ $G_c(s)$ เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของตัวควบคุมของลูบกระแส, $G_v(s)$ เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันตัวควบคุมของลูบแรงดัน, $T_i(s)$ เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูบกระแส, $T_v(s)$ เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูบแรงดัน, β จะเป็นอัตราส่วนของแรงดันเอาต์พุต, $H_c(s)$ จะเป็นแซมปลิงเกน (sampling gain) ของกระแส

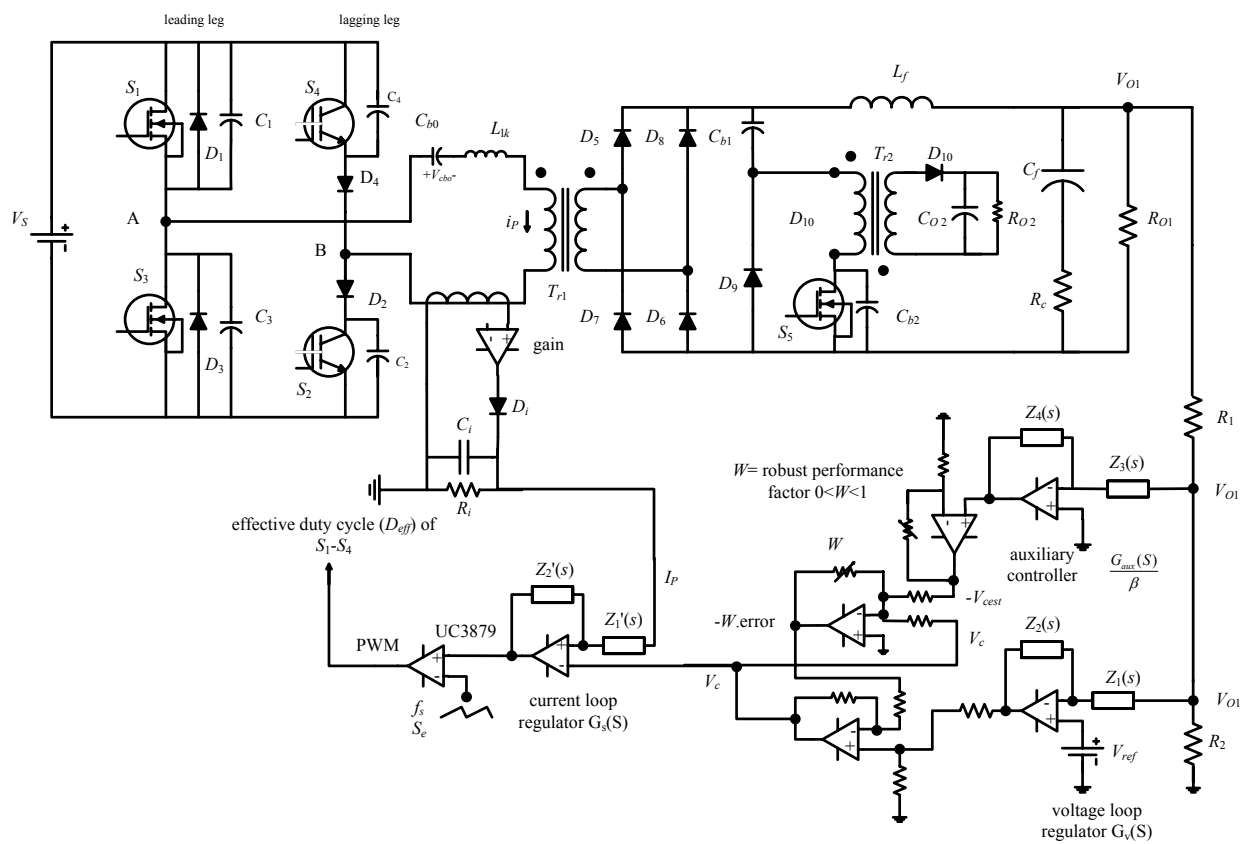
ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวงจรถูกควบคุมแบบ ACMC คือ จะมีแบนด์วิดท์ค่อนข้างต่ำในช่วงการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตและโหลด คุณสมบัติของการกำจัดสัญญาณรบกวนทำได้ไม่ค่อยดี (เช่น เอาต์พุตมีพีคแอนด์: Z_o , audio susceptibility : A_o) จึงทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ ข้อเสียทั้งหมดนี้สามารถปรับปรุงได้โดยใช้วงจรถูกควบคุมแบบ Robust–ACMC



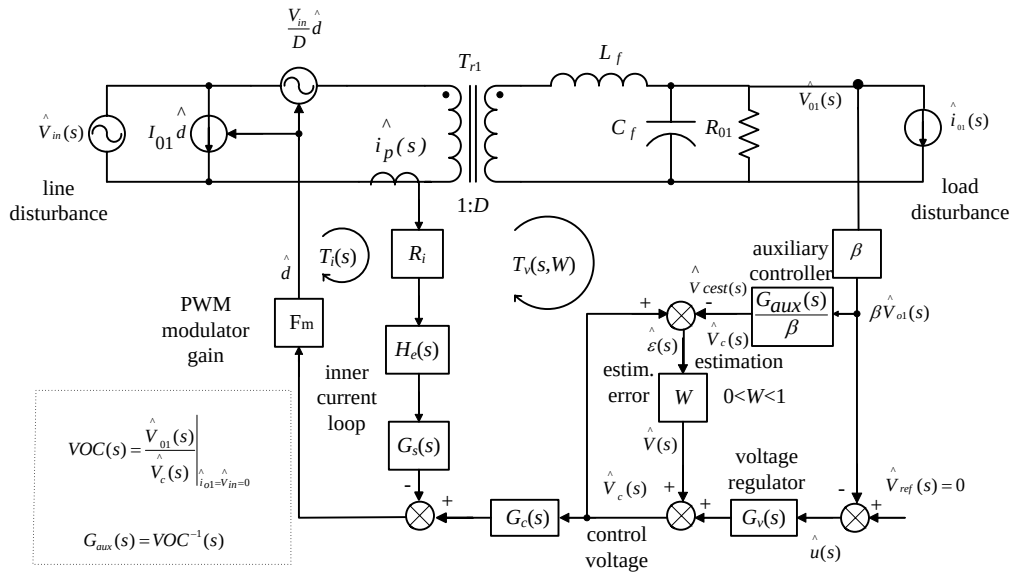
รูปที่ 2 ลักษณะโมเดลของสัญญาณสำหรับวงจรถูกควบคุมแบบ ACMC



รูปที่ 3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีวงจรควบคุมแบบ ACMC



รูปที่ 4 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC



รูปที่ 5 ลักษณะโมเดลของสัญญาณสำหรับวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC

2.2 วงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC

ในการพิจารณาวงจรควบคุมนี้จะพิจารณาในแง่ของอุปกรณ์และในแง่ของการออกแบบ [4–6] ดังนี้

1. การลดลงของประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ในการใช้งานของผู้ใช้
2. การลดลงของประสิทธิภาพของอุปกรณ์ภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์

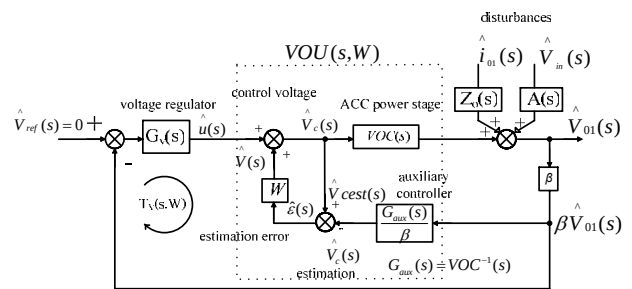
ในระบบการออกแบบวงจรควบคุมแบบนี้ จะต้องออกแบบให้ทนต่อสภาวะที่กล่าวมาทั้งสอง หรืออีกนัยหนึ่งคือจะต้องให้แบนวิดธ์ของระบบกว้าง และให้ระบบเกิดเสถียรภาพภายใต้การเปลี่ยนแปลงแรงดันและโหลด และให้คุณสมบัติของการกำจัดสัญญาณรบกวนดีขึ้น

ในรูปที่ 4 แสดงถึงวงจรควบคุม Robust-ACMC ที่ใช้งานร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ [4] โดยที่ลักษณะของสัญญาณเล็ก ๆ [7–9] จะแสดงในรูปที่ 5 และสามารถเขียนในลักษณะบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 6

จากรูปที่ 6 ทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันของวงจรควบคุมช่วย $G_{aux}(s)$ ที่เพิ่มเติมเข้าไปในส่วนวงจรควบคุม ACMC นั้น จะเป็นส่วนกลับของระบบวงจรคอนเวอร์เตอร์เป้าหมาย $VOC_{ob}(s)$ ซึ่งจะได้เป็น

$$G_{aux}(s) = \frac{1}{VOC_{ob}(s)} \quad (1)$$

ภายในส่วนของเส้นประแรงดันควบคุมโดยประมาณ $\hat{V}_c(s)$ จะนำไปหักลบจากค่าจริง $\hat{V}_{cest}(s)$ จะได้ค่าคลาดเคลื่อนโดยประมาณ $\hat{\varepsilon}(s)$ แล้วนำไปคูณกับค่าตัวแปร W (weight) ซึ่งอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 สัญญาณนี้จะนำไปรวมกับเอาต์พุตของตัวควบคุมแรงดัน $\hat{n}(s)$ ทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันที่ได้ของระบบที่มีตัวแปร W และวงจรควบคุมช่วยจะอยู่ในรูปของ $VOU(s, W)$ ตามเส้นประรูปที่ 6



รูปที่ 6 บล็อกไดอะแกรมวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC

$$VOU(s, W) = \frac{VOC(s) VOC_{ob}(s)}{(1-W) VOC_{ob}(s) + W VOC(s)} \quad (2)$$

โดยที่ $VOC(s)$ เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะปกติที่วงจรควบคุมแบบ ACMC และ $VOC_{ob}(s)$ เป็นคอนเวอร์เตอร์เป้าหมายที่ต้องการใน Robust-ACMC

เมื่อสมมติให้ $|(1-W) \cdot VOC_{ob}(j\omega)| \ll |W \cdot VOC(j\omega)|$,

ดังนั้น $VOU(s, W) \approx \frac{VOC_{ob}(s)}{W}$ และ $VOC_{ob}(s) = \frac{1}{G_{aux}(s)}$ ซึ่งจะได้

$$VOU(s, W) = \frac{1}{W G_{aux}(s)} \quad (3)$$

จากสมการที่ (3) พบว่าขอบเขตของย่านความถี่ของ $VOU(s, W)$ จะมีลักษณะเหมือนกันกับ $VOC_{ob}(s)/W$ ซึ่งย่านความถี่นี้จะขึ้นอยู่กับวงจรควบคุมช่วยและจะไม่ผลกับตัวแปรในวงจรหลัก เมื่อทำการปรับค่า W ให้เข้าใกล้ 1 จะทำให้อยู่ในรูปที่ย่ขึ้น

ทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันวงจรควบคุมช่วย $G_{aux}(s)$ จะมีผลตอบสนองกับความถี่สูงมากสำหรับรบกวนความถี่สวิตช์ของแรงดันเอาต์พุต ดังนั้นก่อนที่จะให้สัญญาณความถี่สวิตช์ไปขับนำตัวสวิตช์จำเป็นต้องมีการกำหนดขีดจำกัดนี้ด้วยเกณฑ์ความถี่สูงเพื่อที่จะควบคุมค่าสูงสุดของ W ให้มีสถานะเป็นปกติที่เป็นผลสืบเนื่องจากสัญญาณรบกวนและรบกวนของแรงดันเอาต์พุต จากสาเหตุนี้จะทำให้สัญญาณเล็ก ๆ มีเสถียรภาพมากขึ้น เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3) จะพบว่าเมื่อปรับค่า W ให้มีค่าเข้าใกล้ 1 จะได้ $VOU(s, W) \approx VOC_{ob}(s)/W \approx VOC_{ob}(s)$ จะได้เป็นตามสมการที่ (4)

$$T_{vob}(s) \approx \beta \cdot G_{vob}(s) \cdot VOC_{ob}(s) \quad (4)$$

สำหรับ $T_{vob}(s)$ ออกแบบเพื่อวัตถุประสงค์ที่จะให้ลูบเกน มีเสถียรภาพเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าของแหล่งจ่ายหรือแรงดันเอาต์พุต ซึ่งผลของลูบเกนจะได้ออกมาตามสมการที่ (5) ที่มีลักษณะการออกแบบคล้ายกับ $T_{vob}(s)$

$$T_v(s, W) = \beta \cdot G_{vob}(s) \cdot VOU(s, W) \quad (5)$$

ดังนั้นวงจรควบคุมช่วย $G_{aux}(s)$ ที่มีอยู่ในวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC ของวงจรคอนเวอร์เตอร์สามารถปรับปรุงคุณสมบัติที่ไม่พึงประสงค์โดยจะได้ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ลูบปิด $Z_{ocl}(s, W)$ และ audio susceptibility ลูบปิด ($A_{cl}(s, W)$) ที่อยู่ในรูปเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ลูบเปิด $Z_o(s)$ และ audio susceptibility ลูบเปิด $A_o(s)$ แสดงในสมการที่ (6) และ (7) โดยที่ $Z_o(s)$ และ $A_o(s)$ มีเงื่อนไขตามสมการที่ (10) และ (11)

$$Z_{ocl}(s, W) = \frac{\hat{V}_{o1}(s, W)}{\hat{i}_{o1}(s, W)} \Big|_{\hat{V}_{in}=0, \hat{V}_c \neq 0} = \frac{Z_o(s)}{1 + T_v(s, W)} \quad (6)$$

$$Z_{ocl}(s, W) = \frac{Z_o(s)}{1 + VOC(s)} \frac{\beta \cdot G_v(s) + W \cdot G_{aux}(s)}{1 - W} \quad (7)$$

และ $A_{cl}(s, W) = \frac{\hat{V}_{o1}(s, W)}{\hat{V}_{in}(s, W)} \Big|_{\hat{i}_{o1}=0, \hat{V}_c \neq 0} = \frac{A(s, W)}{1 + T_v(s, W)} \quad (8)$

$$A_{cl}(s, W) = \frac{A_o(s)}{1 + VOC(s)} \frac{\beta \cdot G_v(s) + W \cdot G_{aux}(s)}{1 - W} \quad (9)$$

โดยที่

$$Z_o(s) = \frac{\hat{V}_{o1}(s)}{\hat{i}_{o1}(s)} \Big|_{\hat{V}_{in}=\hat{V}_c=0} = \frac{L_f s + K(s)}{L_f s + K(s) + Z(s)} Z(s) \quad (10)$$

$$A(s) = \frac{\hat{V}_{o1}(s)}{\hat{V}_{in}(s)} \Big|_{\hat{i}_{o1}=\hat{V}_c=0} = \frac{V_{o1}}{V_{in}} \frac{Z(s)}{L_f s + Z(s) + K(s)} \quad (11)$$

และ $K(s) = V_{in} F_m R_i H_e(s) G_s(s)$

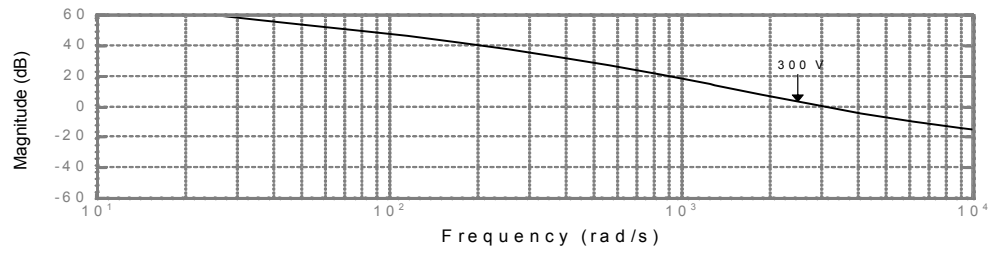
$$Z(s) \approx \frac{R_{o1}(1 + sR_c C_f)}{1 + sR_{o1} C_f}$$

ตารางที่ 1 ค่าตัวแปรในส่วนของวงจรควบคุมแบบ ACMC

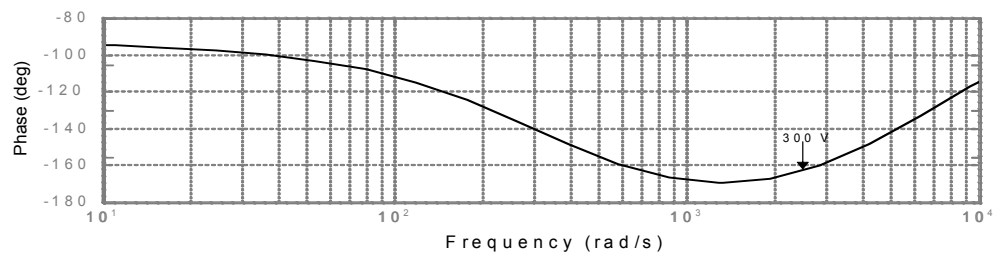
ลูบเกนกระแส	ค่าทรานส์เฟอว์ฟังก์ชัน	ลูบเกนแรงดัน
$G_s(s) = \frac{1000 \left(1 + \frac{s}{1000} \right)}{s \left(1 + \frac{s}{190000} \right)}$	$VOC(s) = \frac{8.45}{1 + \frac{s}{647}}$	$G_v(s) = \frac{44000}{s} \left(\frac{1 + \frac{s}{8000}}{1 + \frac{s}{154000}} \right)$

ตารางที่ 2 ค่าตัวแปรในส่วนของวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC

ลูบเกนวงจรช่วย	ค่าทรานส์เฟอว์ฟังก์ชัน	ลูบเกนแรงดัน
$G_{aux}(s) = \frac{1 + \frac{s}{3400}}{7.86 \left(1 + \frac{s}{150000} \right)}$	$VOC_{ob}(s) = \frac{7.86 \left(1 + \frac{s}{150000} \right)}{1 + \frac{s}{3400}}$	$G_{vrob}(s) = \frac{5700 \left(1 + \frac{s}{6000} \right)}{s \left(1 + \frac{s}{250000} \right)}$



(a)

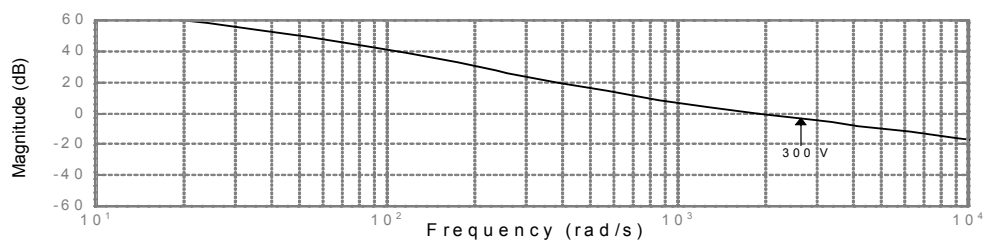


(b)

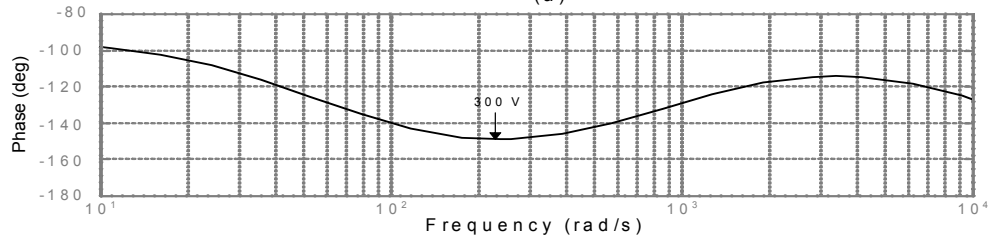
รูปที่ 7 ลูปเกน (T_v) สำหรับวงจรควบคุมลูปปิดแบบ ACMC

(a) ขนาด

(b) เฟส



(a)

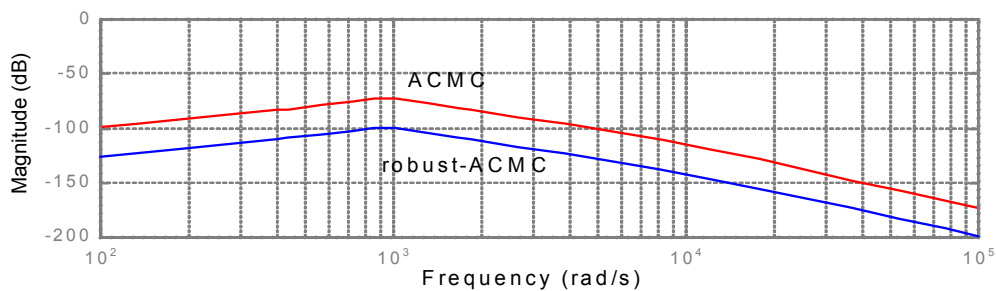


(b)

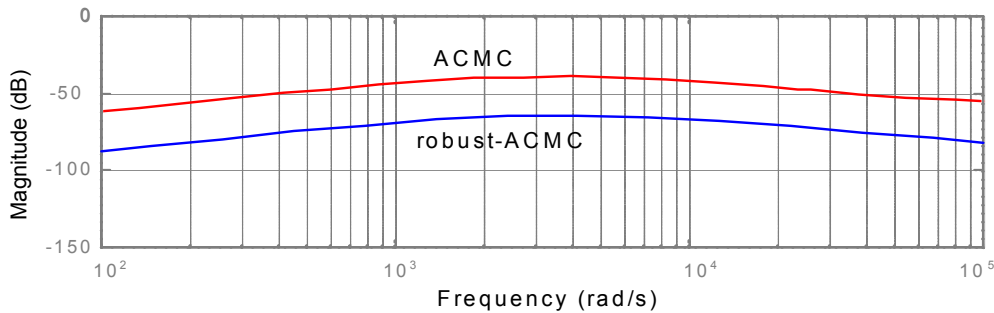
รูปที่ 8 ลูปเกน (T_v) สำหรับวงจรควบคุมลูปปิดแบบ Robust-ACMC

(a) ขนาด

(b) เฟส



รูปที่ 9 รูปปิดของ audio susceptibility สำหรับวงจรควบคุมแบบ ACMC และ Robust-ACMC



รูปที่ 10 รูปปิดของค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ สำหรับวงจรควบคุมแบบ ACMC และ Robust-ACMC

3. การทดสอบ

การทดสอบวงจรควบคุมจะใช้น้ำแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ 300 V ส่วนแรงดันเอาต์พุตกำหนดให้มีค่าคงที่ 42 V โดยที่ค่ากระแสสูงสุด 24 A (ค่าความต้านทานโหลด $R_{01} = 1.76 \Omega$) ในขณะที่ตัวเหนี่ยวนำฟิวดอร์ (L_f) มีค่า 30 μH ส่วนตัวเก็บประจุฟิวดอร์ (C_f) มีค่า 330 μF (ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ: ESR มีค่า 14 m Ω) และค่า $R_i = 0.25 \Omega$, $F_m = 0.5 \text{ V}^{-1}$, $\beta = 0.06$, $V_{ref} = 2.5 \text{ V}$ ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 3 และ 4 ในการทดสอบจะต้องพิจารณาตัวแปรต่างๆ ซึ่งผลที่ได้แสดงค่าตัวแปรในตารางที่ 1 และ 2 ของวงจรควบคุมทั้ง ACMC และ Robust-ACMC เพื่อนำไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม MATLAB® เพื่อศึกษาอุปทาน และเสถียรภาพในระบบ

ส่วนของผลการทดสอบนี้จะทำการเปรียบเทียบผลการตอบสนองของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้วงจรควบคุมแบบ ACMC และวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC ($W = 0.95$) โดยที่คุณสมบัติของสัญญาณจะอยู่ในรูปของผลตอบสนองของความถี่ที่แสดงโดยโบเดพล็อตที่ใช้โปรแกรม MATLAB® ในการจำลอง รูปที่ 7 แสดงถึงโบเดพล็อตของอุปทาน $T_v(j\omega)$ ซึ่งได้จากสมการที่ (4) ของวงจรควบคุมแบบ ACMC ซึ่งจะได้ความถี่ของอุปทานที่แรงดันไฟตรงอินพุต 300 V มีค่าเท่ากับ 3 krad/s ส่วนมุมเฟสจะมีค่าประมาณ 21° รูปที่ 8 แสดงถึงโบเดพล็อตของอุปทาน $T_v(j\omega, W)$ ซึ่งได้จากสมการที่ (5) ของวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC ซึ่งจะได้ความถี่ของอุปทานที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุต 300 V มีค่าเท่ากับ 2 krad/s ส่วนเฟสแมจิ้น (phase margin) จะมีค่าประมาณ 61° จะเห็นได้ว่าวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC จะทำให้ระบบเกิดเสถียรภาพมากกว่าวงจรควบคุมแบบ ACMC

รูปที่ 9 จะแสดงขนาดของรูปปิดของ audio susceptibility สำหรับวงจรควบคุมแบบ ACMC $A_{ci}(j\omega)$ ซึ่งได้จากเงื่อนไขของสมการที่ (9) โดยที่ $W = 0$ และวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC $A_{ci}(j\omega, W)$ ที่ได้จากสมการที่ (9) โดยที่ $W = 0.95$ จะเห็นได้ว่าวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC จะมีค่าที่ต่ำกว่าอยู่ที่ประมาณ 25 dB รูปที่ 10 จะแสดงขนาดของรูปปิดของค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สำหรับวงจรควบคุมแบบ ACMC $Z_{oc}(j\omega)$ ที่ได้จากสมการที่ (7) โดยที่ $W = 0$

และวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC $Z_{oc}(j\omega, W)$ ที่ได้จากสมการที่ (7) โดยที่ $W = 0.95$ จะเห็นได้ว่าวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC จะมีค่าที่ต่ำกว่าอยู่ที่ประมาณ 26 dB

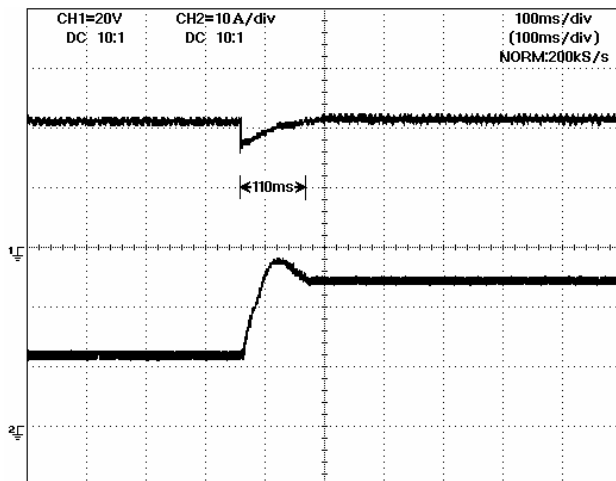
นอกจากการพิจารณาผลของสัญญาณเล็กๆ แล้ว ยังสามารถที่จะพิจารณาผลของการตอบสนองของสัญญาณที่เป็นสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal) ได้ จากรูปที่ 11 และรูปที่ 12 แสดงถึงผลตอบสนองชั่วขณะของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 42 V เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนจาก 12 A เป็น 24 A ที่ใช้วงจรควบคุมรูปปิดแบบ ACMC และวงจรควบคุมรูปปิดแบบ Robust-ACMC ตามลำดับ ช่วงเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงโหลดในรูปที่ 11 จะมีค่าประมาณ 110 ms สำหรับช่วงเวลาในการเปลี่ยนแปลงโหลดในรูปที่ 12 ช่วงเวลาในการเปลี่ยนแปลงจะมีค่าอยู่ประมาณ 70 ms จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดที่ใช้วงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC จะใช้เวลาน้อยกว่า

4. สรุปผลการทดลอง

การวิเคราะห์ห้วงจรป้อนกลับแบบรูปปิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่สวิตช์ด้วยแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ สามารถใช้หลักการควบคุมแบบ ACMC และ Robust-ACMC ได้ โดยผลของการควบคุมแบบ Robust-ACMC จะให้ผลของเฟสแมจิ้นของอุปทาน T_v มากกว่าโดยสังเกตได้จากโบเดพล็อต สำหรับการวิเคราะห์ผลของรูปปิดของ audio susceptibility A_{ci} และ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ Z_{oc} ซึ่งบ่งบอกถึงเสถียรภาพของวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC และวงจรแบบ ACMC จะเห็นว่าวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC ให้ผลอยู่ในเงื่อนไขที่ดีกว่า โดยอาศัยการจำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB® นอกจากนั้นการพิจารณาค่าการตอบสนองของสัญญาณขนาดใหญ่ของกระแสที่สภาวะชั่วขณะ ซึ่งได้จากการปฏิบัติ จะเห็นได้ว่าการควบคุมแบบ Robust-ACMC ก็ให้ค่าผลของการตอบสนองของสัญญาณได้เร็วกว่าด้วยเมื่อเทียบกับวงจรควบคุมแบบ ACMC

5. กิตติกรรมประกาศ

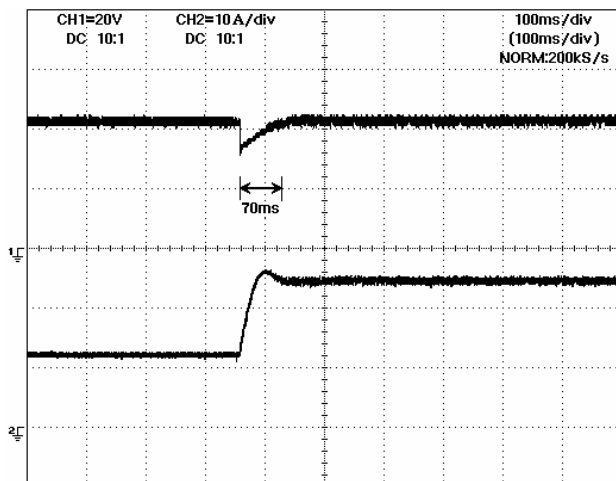
ขอขอบคุณคณะกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิ และกองบรรณาธิการทุกท่านที่ได้สละเวลาอันมีค่า ช่วยแก้ไข ตรวจทาน และให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ เพื่อให้บทความนี้มีความสมบูรณ์ และมีคุณค่าแก่ผู้อ่านสูงสุด



รูปที่ 11 ผลตอบสนองชั่วขณะของวงจรควบคุมแบบ ACMC

รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 42 V (รูปบน 20 V/div)

เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนจาก 12 A เป็น 24 A (รูปล่าง 10 A/div)



รูปที่ 12 ผลตอบสนองชั่วขณะของวงจรควบคุมแบบ Robust-ACMC

รูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต 42 V (รูปบน 20 V/div)

เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนจาก 12 A เป็น 24 A (รูปล่าง 10 A/div)

เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics, Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc., 2nd Edition, 1995.
- [2] R. D. Middlebrook, S. Čuk, Advances in Switched-Mode Power Conversion, Vols. I and II, 2nd Edition, TESLA Co., 1983.
- [3] L. Balogh, "The New UC3879 Phase-Shifted PWM Controller Simplifies the Design of Zero Voltage Transition Full-Bridge Converters," Unitrode Corporation, 2000, pp. 1–8.
- [4] A. Jangwanitlert, K.J. Olejniczak, and J. C. Balda, "An Improved Zero-Voltage and Zero-Current-Switching PWM Full-Bridge DC-DC Converter" Proceeding of the IEEE Industrial Electronics Society Conference, 2003, pp. 1685–1690.
- [5] W. Tang, F.C. Lee, and R. B. Ridley, "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control," Proceeding of the IEEE Apply Power Electronics Conference and Exposition, 1992, pp. 747–755.
- [6] L. Chen, J.C. Balda, and K. J. Olejniczak, "Model Reference Adaptive Control-Implementation Considerations on an Integer-Based DSP," Proceeding of the IEEE Industry Applications Conference, Vol. 2, 1995, pp. 1612–1618.
- [7] G. Garcefa, "Small-signal Modeling and Analysis of Multi-Module Parallel Converter Systems by Means of PSpice," Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1999, pp. 232–236.
- [8] G. Garcefa, M. Pascual, and E. Figueres, "Robust Average Current Mode Control of DC-DC PWM Converters based on a Three Controller Scheme," Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1999, pp. 596–600.
- [9] G. Garcefa, E. Figueres, and J. M. Benavent, "Analog Adaptive Current Injected Control of DC-DC Switching Converters with Robust Dynamic Response," Proceeding of the IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1998, pp. 1046–1051.