คู่มือการออกแบบไดรเวอร์ LED ที่มี PFC+LLC สองระยะ โดยใช้ ICL5102

คู่มือการออกแบบ

ฉบับปรับปรุง 1.0

ข้อมูลทั่วไปเกี่ยวกับเอกสารฉบับนี้

ขอบเขตและวัตถุประสงค์

เอกสารฉบับนี้อธิบายถึงขั้นตอนในการออกแบบไดรเวอร์ LED แบบออฟไลน์ที่มี PFC+LLC โดยใช้ ICL5102 ทีละขั้นตอนบน ICL5102 130W บนแผงควบคุมกระแสคงที่ (Constant Current: CC)

ผู้อ่านเป้าหมาย

เอกสารฉบับนี้จัดทำขึ้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบไดรเวอร์ LED AC-DC แบบออฟไลน ใช้ ICL5102 สำหรับการควบคุม PFC+LLC สองระยะ

สารบัญ

ข้อมูลทั่วไปเกี่ยวกับเอกสารฉบับนี้ 1

สารบัญ 1

1 บทนำ 3

1.1 จุดเด่นของผลิตภัณฑ์ 3

1.2 คุณลักษณะการออกแบบ 3

1.3 วัตถุประสงค์การใช้งาน 3

1.4 การกำหนดพินและรายละเอียด 4

2 ข้อกำหนดในการออกแบบ 6

2.1 ข้อกำหนดระบบของการออกแบบที่ใช้อ้างอิง PFC+LLC ขนาด 130 W สำหรับการใช้ไฟ LED 6

2.2 แผนผัง 7

3 การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC 8

3.1 ตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC หลัก 8

3.2 ตัวเรียงกระแสอินพุตแบบบริดจ์ 11

3.3 ไดโอดเสริม PFC 12

3.3.1 MOSFET กำลังไฟฟ้า PFC 13

3.3.2 การวัดกระแส PFC 14

3.3.3 การวัดแรงดันบัส PFC 15

3.3.4 ตัวเก็บประจุเอาต์พุต PFC 16

3.3.5 การวัดแรงดันอินพุตและระดับแรงดันไฟเข้า/ออก 16

3.3.6 การปรับ THD ให้เหมาะสมที่สุด 18

4 การออกแบบคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ HB LLC 20

4.1 การออกแบบวงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC 20

4.1.1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง 20

4.1.2 ค่าเกนของวงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC 21

4.1.3 การเลือกค่า m 21

4.1.4 การเลือกค่าตัวประกอบคุณภาพสูงสุด Q_{max} 21

4.1.5 ความต้านทานสะท้อนแบบสมมูล R_{ac} 22
4.1.6 การคำนวณวงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC 22
4.1.7 การตรวจสอบยืนยันพารามิเตอร์วงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC....23
4.1.8 การทำสวิตชิ่งแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ของคอนเวอร์เตอร์ LLC....24
4.2 การออกแบบหม้อแปลงหลัก LLC....24
4.3 การเลือก MOSFET ปฐมภูมิแบบฮาล์ฟบริดจ์ 27
4.4 การเลือกตัวต้านทานวัดกระแสด้านต่ำแบบฮาล์ฟบริดจ์....27
4.5 การเลือกไดโอดตัวเรียงกระแสทุติยภูมิแบบฮาล์ฟบริดจ์....28
4.6 ตัวเก็บประจุเอาต์พุตทุติยภูมิแบบฮาล์ฟบริดจ์ 29
4.7 การควบคุมเอาต์พุตแบบฮาล์ฟบริดจ์....30
4.8 การตั้งค่าความถี่ 32
4.9 การป้องกันแรงดันสูงเกินเอาต์พุตปฐมภูมิ....33
5 การจ่ายไฟสำหรับ ICL5102 34
5.1 การเปิดเครื่อง 34
5.2 การจ่ายกำลังไฟฟ้าในระหว่างการทำงาน 35
5.3 การจ่ายกำลังไฟฟ้าไดรเวอร์ตัวบน....35
5.4 ข้อพิจารณาอื่น ๆ สำหรับการจ่ายกำลังไฟฟ้า ICL5102 36
6 การป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน.... 37
7 แผนผังการทำงานของ ICL5102.... 39
8 คุณสมบัติในการป้องกัน 40
ประวัติการปรับปรุงข้อมูล 43

1 บทนำ

ICL5102 เป็นตัวควบคุมที่รวมการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor Correction: PFC) เข้ากับเรโซแนนซ์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge: HB) แบบรวมหลายโหมดที่มีประสิทธิภาพสูง (โหมดการนำไฟฟ้าวิกฤตและโหมดการนำไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง) การรวม PFC และ HB เป็นตัวควบคุมเดียวช่วยลดส่วนประกอบภายนอกและเพิ่มประสิทธิภาพสูงสุดโดยการทำงานที่สอดคล้องกันสองระยะ

วิธีการแบบสองระยะแบ่งหน้าที่ของ PFC ออกจากฟังก์ชันการควบคุมกระแสเอาต์พุต ซึ่งทำให้มั่นใจว่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสเอาต์พุตจะมีการแปรผันต่ำ ซึ่งทำให้มีความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกทั้งหมด (Total Harmonic Distortion: THD) ต่ำ ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor: PF) สูง และมีความสามารถมากขึ้นในการทนต่อการรบกวนสาย AC การทำงานแบบหลายโหมดของคอนเวอร์เตอร์ PFC มีประสิทธิภาพที่ยอดเยี่ยมเหนือกว่าช่วงโหลดทั้งหมด

คอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิด HB รองรับโทโพโลยีทั้ง LLC และ LCC โดยมีการควบคุมความถี่ในการสวิตชิ่งแบบคงที่หรือแปรผันเพื่อประสิทธิภาพสูงสุด และโหมดต่อเนื่อง(Burst Mode: BM) ทำให้มีการใช้กำลังไฟฟ้าขณะสแตนด์บายต่ำ

1.1 จุดเด่นของผลิตภัณฑ์

- ตัวควบคุม PFC พร้อม CrCM + DCM
- ตัวควบคุมเรโซแนนท์ HB ที่มีทั้งการควบคุมความถี่ในการสวิตชิ่งแบบคงที่และแบบแปรผัน
- ความถี่ในการสวิตชิ่ง HB สูงสุด 500 KHz และความถี่ซอฟต์สตาร์ทสูงสุดถึง 1.3 MHz
- โหมดต่อเนื่อง (BM) ของตัวควบคุม HB ที่มีการจำกัดพลังงานทำให้ใช้กำลังไฟฟ้าขณะสแตนบายต์ต่ำ < 300mW ในสภาวะการหรี่ถึงดับ
- การเพิ่มประสิทธิภาพด้วย THD ทำให้มีความผิดเพี้ยนของฮาร์มอนิกต่ำ (THD < 10%) ลงถึง 30% ของโหลดที่ระบุ

1.2 คุณลักษณะการออกแบบ

- รองรับแรงดันอินพุต AC (90 ถึง 305 V_{rms}) ที่ระบุสำหรับทุกอุปกรณ์
- ประสิทธิภาพของระบบที่ยอดเยี่ยม สูงสุดถึง 94%
- ช่วงกำลังไฟฟ้าที่ใช้ได้สูงถึง 350 W

1.3 วัตถุประสงค์การใช้งาน

- ไดรเวอร์ไดโอดเปล่งแสง (LED) AC-DC แบบออฟไลน์สำหรับระบบส่องสว่างทั่วไปและอุตสาหกรรมสูงถึง 350W
- แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC-DC ความหนาแน่นสูง

รูปต่อไปนี้แสดงการใช้งานไดรเวอร์ LED ทั่วไปโดยใช้ ICL5102 ที่มีโทโพโลยี PFC+LCC:

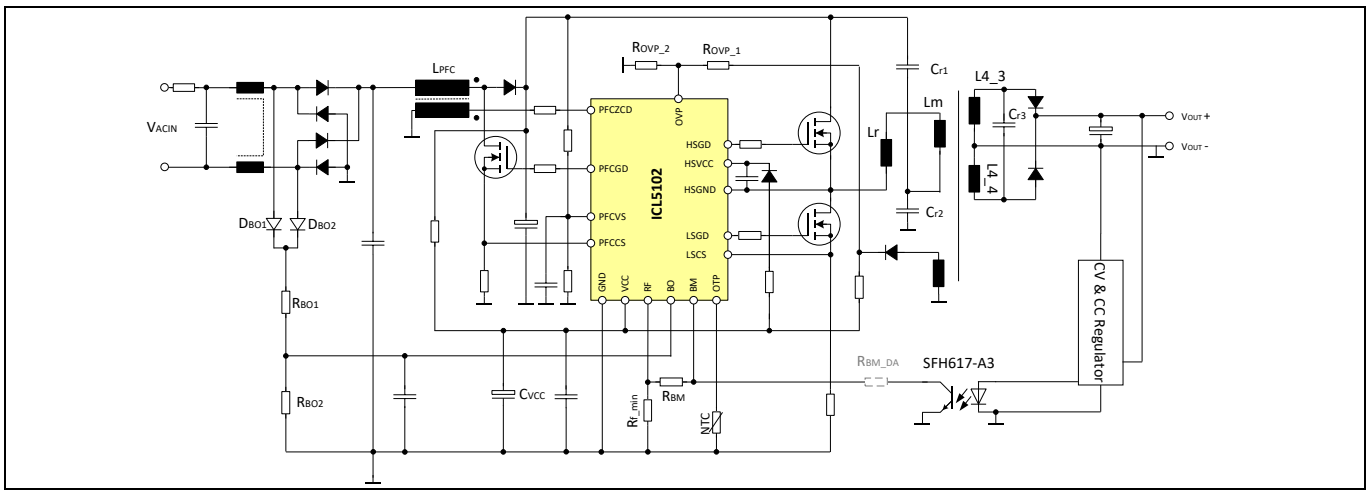


Figure 1 **การใช้งานโดยทั่วไปของ ICL5102 ที่มีโทโพโลยี PFC+LCC**

1.4 การกำหนดพินและรายละเอียด

การกำหนดพินของ ICL5102 และรายละเอียดเบื้องต้นเกี่ยวกับพินมีแสดงไว้ใน **Figure 2** และ **Table 1**

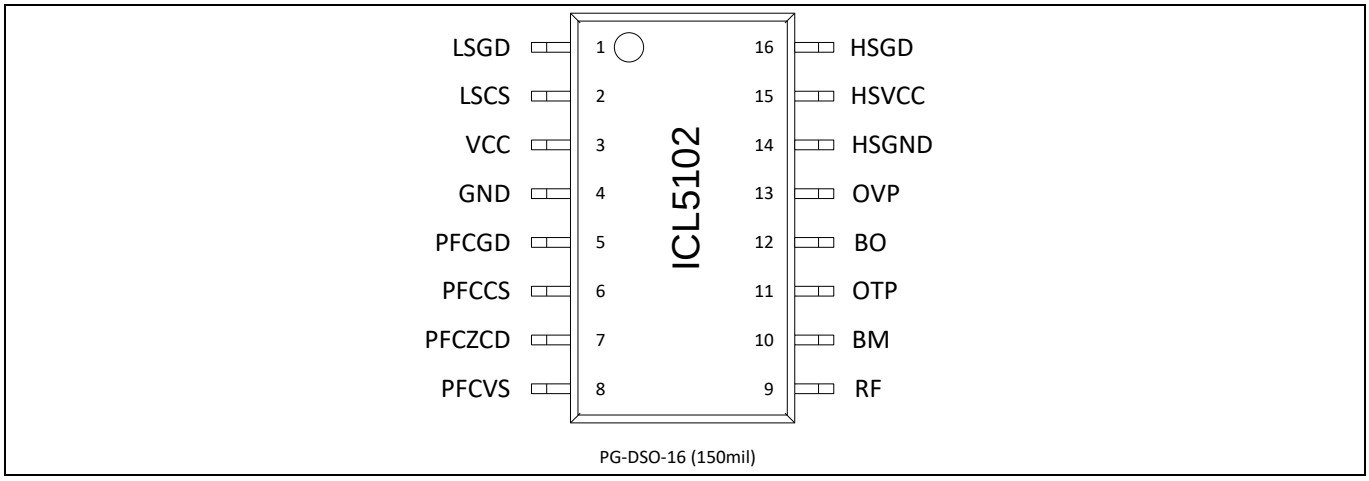


Figure 2 **การกำหนดพินของ ICL5102**

Table 1 **การกำหนดพินและหน้าที่ของพิน**

ชื่อ	พิน	ประเภท	หน้าที่
LSGD	1	O	**ไดรเวอร์เกตตัวล่าง HB** เอาต์พุตสำหรับการควบคุม HB MOSFET ตัวล่างโดยตรงผ่านตัวต้านทาน
LSCS	2	I	**การวัดกระแส HB** เชื่อมต่อกับตัวต้านทานแบบขนานภายนอกและแหล่งจ่าย HB MOSFET ตัวล่าง
VCC	3	I	**แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าขั้วบวก** แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า IC
GND	4	-	**กราวด์** กราวด์ IC
PFCGD	5	O	**ไดรเวอร์เกต PFC** เอาต์พุตสำหรับการควบคุม PFC MOSFET โดยตรงผ่านตัวต้านทาน
PFCCS	6	I	**การวัดกระแส PFC** เชื่อมต่อกับตัวต้านทานแบบขนานภายนอกและแหล่งจ่าย PFC MOSFET
PFCZCD	7	I	**การตรวจจับ PFC ที่เฟสศูนย์ (Zero-Crossing)** เชื่อมต่อกับขดลวดช่วย PFC ผ่านตัวต้านทานเพื่อการตรวจจับกระแสเหนี่ยวนำ PFC ที่เฟสศูนย์
PFCVS	8	I	**การวัดแรงดันบัส PFC** เชื่อมต่อกับตัวแบ่งตัวต้านทานอิมพีแดนซ์สูงจากเอาต์พุตตัวควบคุม PFC สำหรับการวัดแรงดันบัส
RF	9	I	**การตั้งค่าความถี่ในการสวิตชิ่งต่ำสุด HB** เชื่อมต่อผ่านตัวต้านทานภายนอกไปยัง GND สำหรับการตั้งค่าความถี่ในการสวิตชิ่งต่ำสุด HB
BM	10	I	**การตั้งค่าการเข้า/การออกโหมดต่อเนื่อง (BM)** เชื่อมต่ออุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงและพิน RF กับตัวต้านทานภายนอกสำหรับการตั้งค่าการเข้า/การออก BM

บทนำ

ชื่อ	พิน	ประเภท	หน้าที่
OTP	11	I	**การป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน (OTP)** เชื่อมต่อไปยังเทอร์มิสเตอร์ที่มีสัมประสิทธิ์ความต้านทานต่ออุณหภูมิเป็นลบ (NTC) สำหรับการป้องกันอุณหภูมิสูงเกินภายนอก
BO	12	I	**ตรวจจับระดับแรงดันไฟเข้า/ออก** เชื่อมต่อไปยังแรงดันอินพุตแบบเรียงกระแสผ่านตัวต้านทานภายนอกสำหรับการตรวจจับแรงดันไฟอินพุตเข้า/ออก
OVP	13	I	**การป้องกันแรงดันเอาต์พุตเกิน (OVP)** เชื่อมต่อกับขดลวดช่วย HB ผ่านตัวแบ่งตัวต้านทานและไดโอดสำหรับ OVP ของแรงดันเอาต์พุตทุติยภูมิ
HSGND	14	-	**กราวด์ตัวบน** กราวด์สำหรับไดรเวอร์ตัวบนแบบลอยของ HB
HSVCC	15	I	**แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า VCC ตัวบน** แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าของไดรเวอร์ตัวบนแบบลอยของ HB ที่จ่ายไฟผ่านวงจร Bootstrap
HSGD	16	O	**ไดรเวอร์เกตตัวบนแบบลอย** เอาต์พุตสำหรับการควบคุม HB MOSFET ตัวบนแบบลอยโดยตรงผ่านตัวต้านทาน

แผนผังการเชื่อมต่อพินของ ICL5102 แสดงอยู่ใน **Figure 3**:

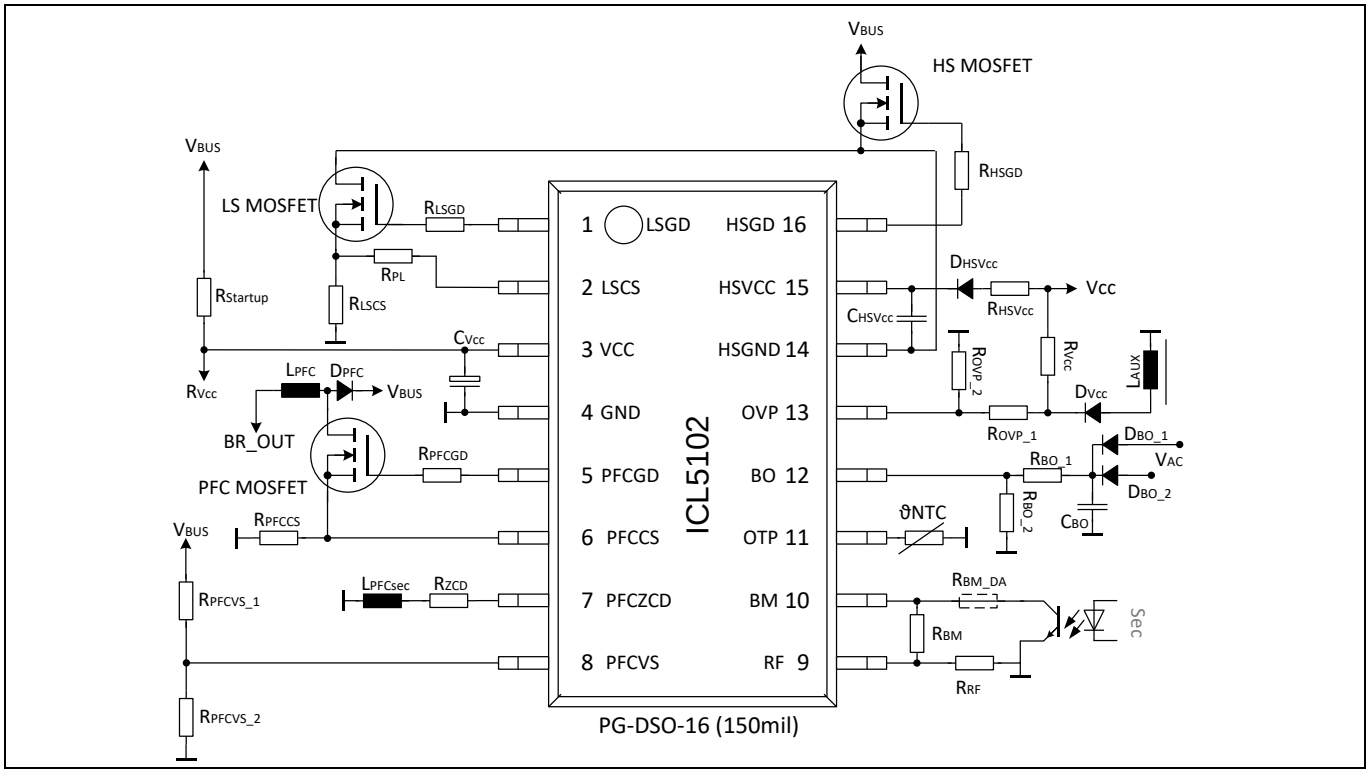


Figure 3 การเชื่อมต่อพินของ ICL5102

2 ข้อกำหนดในการออกแบบ

ตัวอย่างการออกแบบที่ใช้ในคู่มือการออกแบบนี้เป็นการออกแบบที่ใช้อ้างอิงโหมดกระแสคงที่ (CC) 130 W สำหรับการควบคุมการใช้งานไฟ LED บนพื้นฐานของโทโพโลยี LLC โดยตรง ลูกค้าสามารถใช้ข้อกำหนดที่ตนต้องการตามตัวอย่างนี้ได้โดยง่ายและได้พารามิเตอร์ในการออกแบบด้วยตนเอง

2.1 ข้อกำหนดระบบของการออกแบบที่ใช้อ้างอิง PFC+LLC ขนาด 130 W สำหรับการใช้ไฟ LED

ข้อกำหนดระบบของการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130 W CC สำหรับการใช้ไฟ LED มีระบุอยู่ใน **Table 2**:

Table 2 ข้อกำหนดระบบของการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W PFC+LLC

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าเป้าหมาย	หน่วย
ข้อกำหนดอินพุต/เอาต์พุตทั่วไป			
แรงดันอินพุต AC ที่ระบุ	V_{IN_nom}	90 ~ 305	V_{RMS}
ความถี่ของสาย	f_{AC_line}	47 ~ 63	Hz
แรงดันเอาต์พุตที่ระบุ	V_{OUT}	38 ~ 76	V_{DC}
กระแสเอาต์พุตที่ระบุ	I_{OUT_nom}	1.75	A
กระแสเอาต์พุตต่ำสุด	I_{OUT_min}	75	mA
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ระบุ	P_{O_nom}	130	W
ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า	PF	> 0.9	
THD	iTHD	< 10	%
ประสิทธิภาพของกำลังไฟฟ้า	η	< 92	%
กำลังไฟฟ้าสแตนด์บายสูงสุดขณะที่ไม่มีโหลด	$P_{O_STB_max}$	300	mW
ระยะเวลาสูงสุดก่อนส่องสว่าง @ $90V_{AC}$	t_{T2L}	350	ms
การป้องกัน			
ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟออก	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟเข้า	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
ค่าเกณฑ์แรงดันเอาต์พุตเกินสูงสุด	V_{OUT_OVP}	90	V_{DC}
ค่าเกณฑ์การป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน	T_{OTP}	85	°C
การปฏิบัติตามกฎข้อบังคับทั่วไป			
ฮาร์มอนิก	-	EN61000-3-2 Class-C	-
EMI	-	EN55015	-
ความปลอดภัย	-	EN61347-2-13	-
ขนาดแผงควบคุม			
ขนาด	L x H x W	178 x 52 x 32	มม.

2.2 แผนผัง

แผนผังของการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130 W สำหรับการใช้ไฟ LED มีระบุอยู่ใน **Figure 4**:

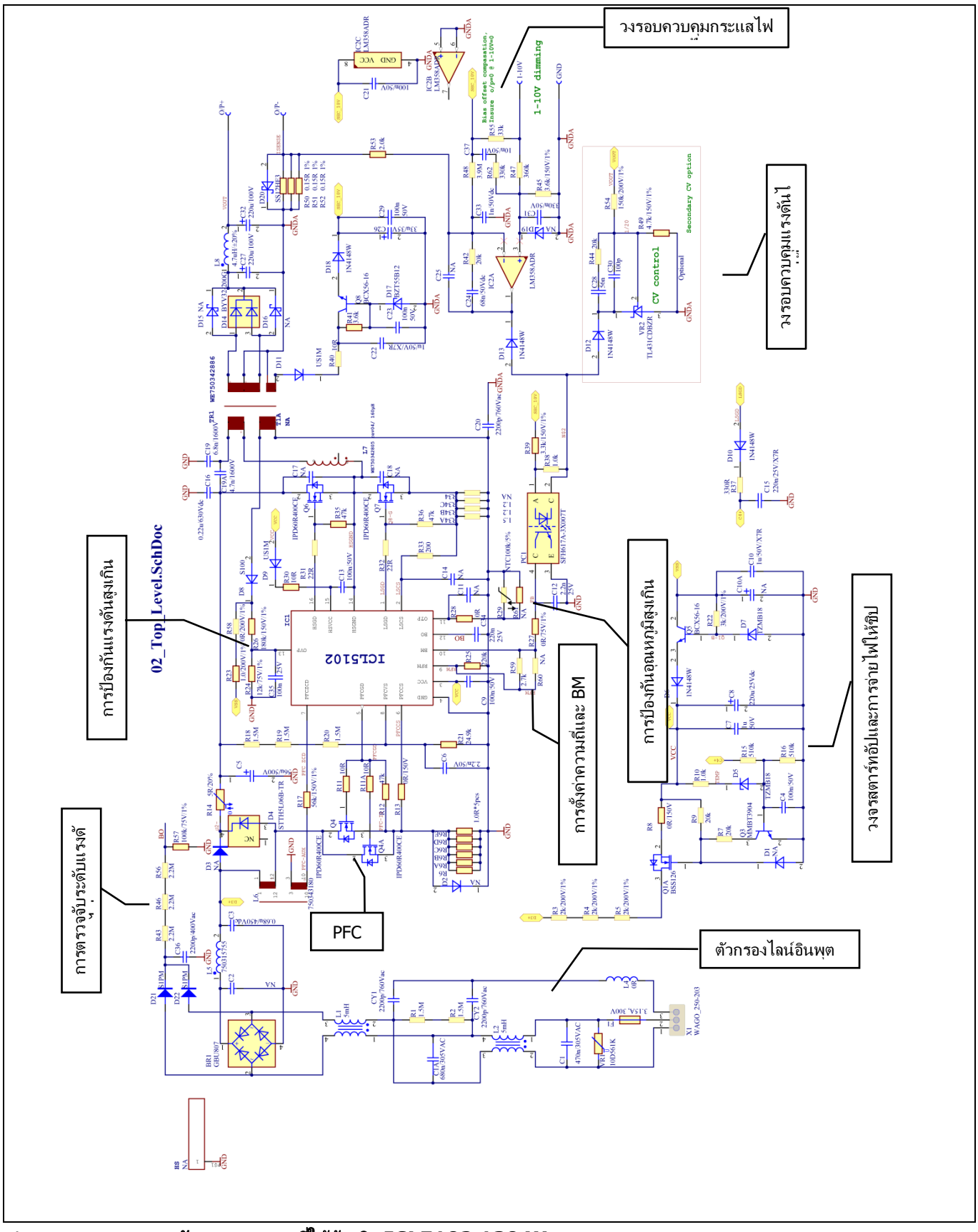


Figure 4 แผนผังการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130 W

3 การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

การแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PFC) กำหนดกระแสอินพุตของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้ซิงโครไนซ์กับแรงดันไฟฟ้าสายเมน เพื่อเพิ่มกำลังไฟฟ้าจริงสูงสุดที่ดึงมาจากสายเมน ในวงจร PFC ที่สมบูรณ์แบบ กระแสอินพุตจะเป็นไปตามแรงดันอินพุตเป็นตัวต้านทานบริสุทธิ์ โดยไม่มีฮาร์มอนิกกระแสอินพุต ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130 W นี้ ใช้ PFC เป็นบูสต์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งทำงานในโหมดการนำไฟฟ้าวิกฤต (CrCM) และโหมดการนำไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (DCM) โดยมีการควบคุมเวลาทำงานต่อเนื่องเพื่อให้แรงดันไฟฟ้า DC สูงสำหรับการควบคุม HB

ข้อกำหนดในการออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC มีอยู่ใน **Table 3**:

Table 3 ข้อกำหนดในการออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันอินพุต AC ต่ำสุด	V_{IN_min}	90	V_{RMS}
แรงดันค่ายอดอินพุต AC ต่ำสุด	$V_{IN_pk_min}$	127	V_{RMS}
แรงดันอินพุต AC สูงสุด	V_{IN_max}	305	V_{RMS}
แรงดันค่ายอดอินพุต AC สูงสุด	$V_{IN_pk_max}$	431	V_{RMS}
ความถี่ของสาย AC	f_{AC_line}	47~63	Hz
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต PFC สูงสุด	$P_{PFC_out_max}$	145	W
แรงดันบัส PFC ต่ำสุด	V_{bus_min}	400	V
แรงดันบัส PFC ที่ระบุ	V_{bus}	450	V
การป้องกันแรงดันสูงเกิน PFC ระดับที่ 1	V_{bus_OVP1}		
ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟออก	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟเข้า	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
ความถี่ในการสวิตชิ่ง PFC ต่ำสุด	f_{PFC_min}	35	KHz
ประสิทธิภาพ PFC โดยประมาณ	η_{PFC}	≤ 96	%

3.1 ตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC หลัก

ตัวเหนี่ยวนำเสริมซึ่งเป็นส่วนประกอบแม่เหล็กที่สำคัญของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC มีหน้าที่ในการจัดเก็บพลังงาน โดยมีความเหนี่ยวนำตามที่ระบุในสูตรต่อไปนี้

$$L_{PFC} = \frac{V_{IN_pk}^2 * (V_{bus} - V_{IN_pk}) * \eta_{PFC}}{4 * V_{bus} * P_{PFC_out} * f_{PFC}}$$

โดยที่

- L_{PFC} -- ความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC
- V_{IN_pk} -- ค่ายอดของสายเมนอินพุต AC
- V_{bus} -- แรงดันบัสที่เป็นเอาต์พุต PFC
- η_{PFC} -- ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าโดยประมาณของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC
- P_{PFC_out} -- กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC
- f_{PFC} -- ความถี่ในการสวิตชิ่งขณะทำงานของตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC

ทั้งนี้ควรคำนวณความเหนี่ยวนำสูงสุดที่เป็นไปได้ที่แรงดันอินพุตต่ำสุด (ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟอินพุตออก) และสูงสุด (ค่าเกณฑ์แรงดันอินพุตเกิน) โดยมีโหลดเต็มและความถี่ในการสวิตชิ่งต่ำสุด

การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

At V_{IN_min} = 71 V_{RMS}:

$$L_{PFC_71} = \frac{(71 * \sqrt{2})^2 * (450 - 71 * \sqrt{2}) * 0.96}{4 * 450 * 145 * 35 * 10^3} \approx 370.3\mu H$$

At V_{IN_max} = 305 V_{RMS}:

$$L_{PFC_305} = \frac{(305 * \sqrt{2})^2 * (450 - 305 * \sqrt{2}) * 0.96}{4 * 450 * 145 * 35 * 10^3} \approx 366.1\mu H$$

ความเหนี่ยวนำที่เหมาะสมต้องน้อยกว่าค่าที่น้อยกว่าของทั้งสองค่า

$$L_{PFC} < min(L_{PFC_71}, L_{PFC_305})$$

ข้อพิจารณาอื่นๆ เกี่ยวกับความเหนี่ยวนำโช้ค PFC:

- ความเหนี่ยวนำ PFC ที่เลือกต้องน้อยพอที่จะครอบคลุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่อินพุตต่ำสุดได้ (เช่น ครอบคลุมคุณลักษณะของระดับแรงดันไฟเข้า/ออก)
- ความเหนี่ยวนำ PFC ที่สูงขึ้นมีข้อดีสำหรับโหลดน้อยเมื่อเทียบกับความเหนี่ยวนำต่ำเนื่องจากเวลาทำงานที่นานกว่า ซึ่งทำให้มั่นใจว่ามีกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่ำสุดน้อยกว่าใน DCM เมื่อโหลด LED ต่ำ (เช่น การหรี่ 1%) และหลีกเลี่ยงการกระเพื่อมของแรงดันบัสที่ไม่ต้องการเนื่องจากเวลาทำงานต่ำสุดที่จำกัดของตัวควบคุม IC
- สำหรับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด ความเหนี่ยวนำ PFC สูงจะมีเวลาทำงานนานกว่าและความถี่ในการสวิตชิ่งต่ำกว่า โดยต้องมีการรับประกันว่าพารามิเตอร์สองค่านี้ยังอยู่ภายในขีดจำกัดของ ICL5102
- ความเหนี่ยวนำ PFC สูงจะทำให้ขนาดโช้คใหญ่ขึ้นและมีรอบขดลวดเพิ่มขึ้นซึ่งทำให้มีความสูญเสียที่ขดลวดมากขึ้น ในทางตรงกันข้าม ความเหนี่ยวนำต่ำมีขนาดเล็กลงและรอบขดลวดน้อยลง แต่มีความถี่สูงซึ่งอาจทำให้สูญเสียจากการสวิตชิ่งมากขึ้น

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง มีการเลือก L_{PFC} = 0.36 mH เพื่อหลีกเลี่ยงความอิ่มตัวของแม่เหล็กในกรณีที่แย่ที่สุดทุกกรณี เช่น การสตาร์ทอัปและโหลดชั่วครู่ หลังจากที่ความเหนี่ยวนำโช้ค PFC คงที่ จะสามารถคำนวณพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับโช้คได้ดังต่อไปนี้โดยถือว่าเป็นการทำงานในโหมดการเหนี่ยวนำขอบเขต

กระแสอินพุตสูงสุด (RMS) เกิดขึ้นที่อินพุต AC ต่ำสุดและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด:

$$I_{in_rms_max} = \frac{P_{O_PFC_max}}{V_{IN_BO} * \eta_{PFC}} = 2.12\ A$$

กระแสค่ายอดอินพุตสูงสุด:

$$I_{in_pk_max} = \sqrt{2} * I_{in_rms_max} = 3.0A$$

กระแสค่ายอดตัวเหนี่ยวนำสูงสุด:

$$I_{L,pk_PFC_max} = 2 * I_{in_pk_max} = 6.0\ A$$

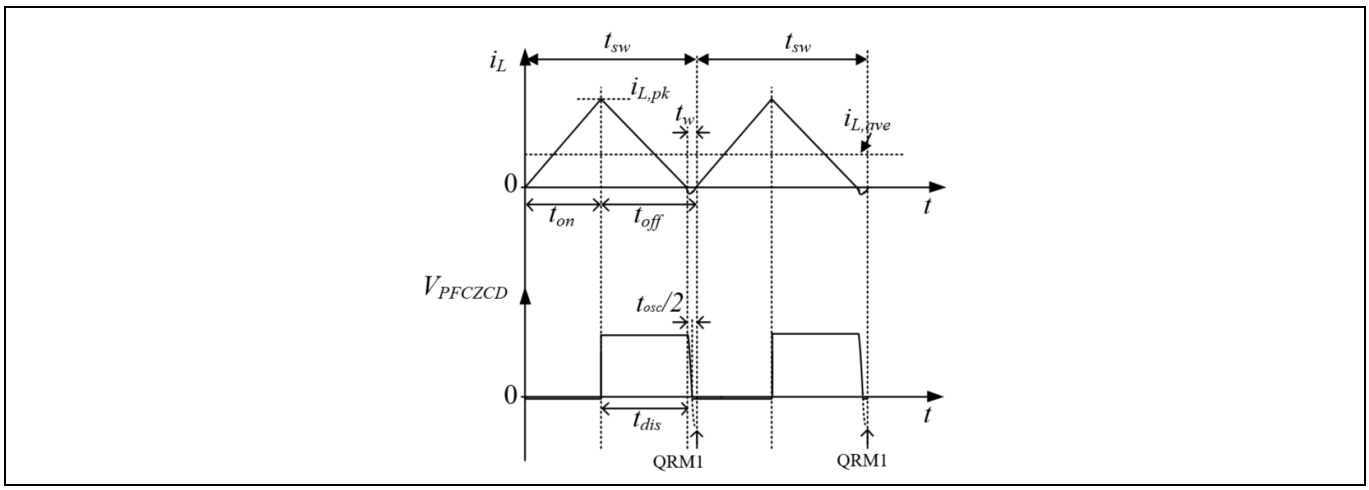


Figure 5 รูปคลื่นกระแสตัวเหนี่ยวนำเสริมในรอบการสวิตชิ่ง

การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

ตาม **Figure 5** ข้างต้น สามารถคำนวณพารามิเตอร์ที่สำคัญอื่นๆ ของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC ได้ดังต่อไปนี้

เวลาทำงานสูงสุด:

$$t_{on_max} = \frac{L_{PFC} * I_{L,pk_PFC_max}}{\sqrt{2} * V_{IN_BO}} = 21.5\ \mu s$$

หาก T_{osc} = 1.5us เวลาหยุดทำงานที่อินพุต AC ต่ำสุดและกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด:

$$t_{off} = \frac{L_{PFC} * I_{L,pk_PFC_max}}{V_{bus} - \sqrt{2} * V_{IN_BO}} + 0.5 * T_{osc} = 6.92\ \mu s$$

ความถี่ต่ำสุดสำหรับกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ PFC ใน QRM:

$$f_{PFC_min} = \frac{1}{t_{on_max} + t_{off}} = 35.2\ kHz$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุด (RMS) ผ่านตัวเหนี่ยวนำ PFC ในระหว่างทำงาน:

$$I_{L,PFC_on_rms_max} = I_{L,pk_PFC_max} * \sqrt{\frac{1}{3} * t_{on_max} * f_{PFC_min}} = 3.0\ A$$

กระแสไฟฟ้าสูงสุด (RMS) ผ่านตัวเหนี่ยวนำ PFC ในระหว่างหยุดทำงาน:

$$I_{L,PFC_off_rms_max} = I_{L,pk_PFC_max} * \sqrt{\frac{1}{3} * t_{off} * f_{PFC_min}} = 1.71\ A$$

ดังนั้น กระแสเหนี่ยวนำ PFC สูงสุด (RMS):

$$I_{L_rms_max} = \sqrt{I^2_{L,PFC_on_rms_max} + I^2_{L,PFC_off_rms_max}} = 3.45\ A$$

เพื่อให้สามารถตรวจจับกระแสเหนี่ยวนำที่เฟสศูนย์สำหรับการสวิตชิ่ง CrCM ได้ ต้องใช้ขดลวดช่วยเพิ่มเติมในตัวเหนี่ยวนำ PFC อัตรารอบขดลวดหลักและขดลวดช่วยเป็นตัวกำหนดแอมปลิจูดการสั่นที่พิน PFCZCD เพื่อให้ตัวเปรียบเทียบการตรวจจับที่เฟสศูนย์จะทำงานถูกต้อง แอมปลิจูดการสั่นที่พิน PFCZCD สำหรับการตรวจจับที่เฟสศูนย์ต้องเกิน $V_{PFCZCDTHRH_max}$ = 1.6 V โดยคำนวณอัตรารอบได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{N_{p_PFC}}{N_{a_PFC}} < \frac{V_{bus} - V_{in_pk_max}}{1.6V} = 11.68$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญของตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC มีสรุปอยู่ใน **Table 4**:

Table 4 พารามิเตอร์การออกแบบตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC

บูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC			
พารามิเตอร์	**สัญลักษณ์**	**ค่า**	**หน่วย**
ความเหนี่ยวนำหลักของตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC	L_{PFC}	360	µH
ความถี่ในการสวิตชิ่งต่ำสุดใน QRM	f_{PFC_min}	35.2	kHz
กระแสค่ายอดตัวเหนี่ยวนำสูงสุด	I_{L,pk_PFC_max}	6	A
กระแสอินพุตสูงสุด (RMS)	$I_{in_rms_max}$	2.12	A
กระแสค่ายอดอินพุตสูงสุด	$I_{in_pk_max}$	3	A
กระแสเหนี่ยวนำสูงสุด (RMS)	$I_{L_rms_max}$	3.45	A
เวลาทำงานสูงสุด	t_{on_max}	21.5	µs
อัตรารอบขดลวดปฐมภูมิกับขดลวดช่วย	N_{p_PFC}/N_{a_PFC}	9:1	-

ตามข้อกำหนดในการคำนวณข้างต้น สามารถสร้างตัวเหนี่ยวนำตามข้อกำหนดการออกแบบที่ต่างกันได้ เช่น ขนาด ประสิทธิภาพของกำลังไฟฟ้า และอุณหภูมิ ฯลฯ โดยการเลือกลูกล้อและแกนที่ต่างกัน เพื่อหลีกเลี่ยงการอิ่มตัวของแกนและเพื่อการสูญเสียแกนอย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด ค่าแนะนำของความหนาแน่นฟลักซ์ B_{max} คือไม่เกินกว่า 0.3

การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W CC ตัวเหนี่ยวนำเสริม PFC สร้างโดยใช้ชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของ Würth หมายเลขชิ้นส่วน **750343180** เป็นตัวอย่างการออกแบบ เอกสารข้อกำหนดมีระบุอยู่ใน **Figure 6** และ **Table 5**:

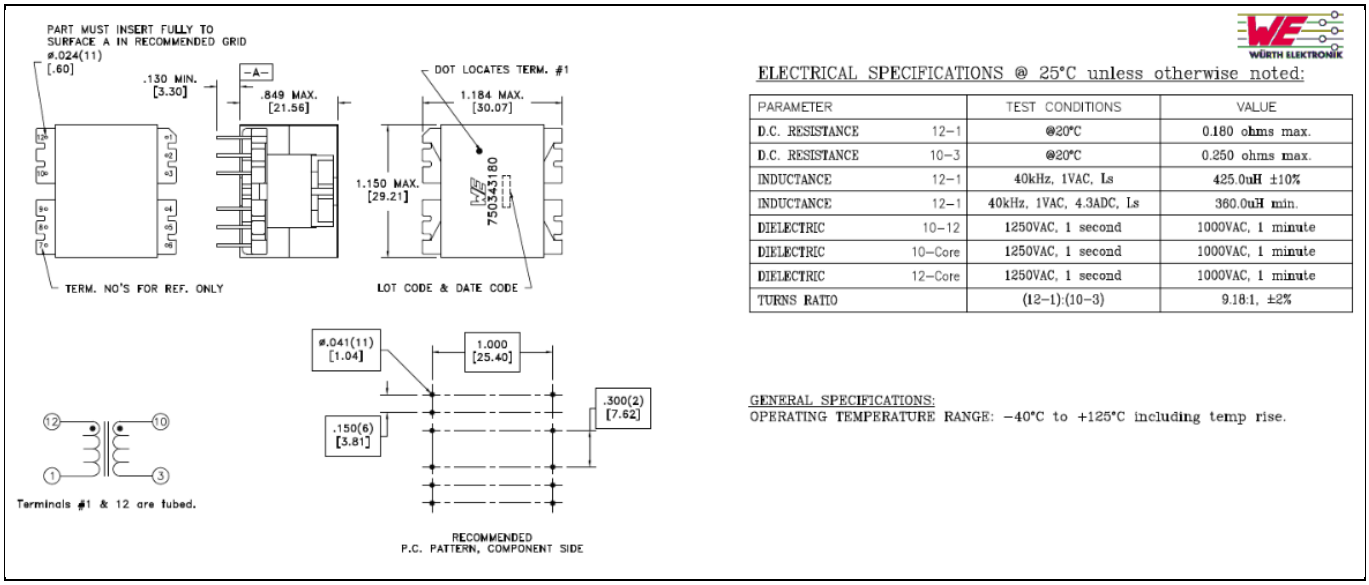


Figure 6 ตัวเหนี่ยวนำ **PFC 750343180**

Table 5 พารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ **PFC 750343180** ของ **Würth**

พารามิเตอร์	ค่า	หน่วย
ความเหนี่ยวนำ	360	µH
ลูกล้อ	PQ2620	-
วัสดุแกน	TP4A หรือ DMR44	-
อัตรารอบขดลวดปฐมภูมิกับขดลวดช่วย	9.18	-
ขดลวดปฐมภูมิความต้านทาน DC	0.18	Ω
ขดลวดช่วยความต้านทาน DC	0.25	Ω
กระแสอิ่มตัว	7.2	A

3.2 ตัวเรียงกระแสอินพุตแบบบริดจ์

ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์มักจะสูญเสียกำลังไฟฟ้าสารกึ่งตัวนำสูงสุดในไดรเวอร์ LED ทั้งนี้ต้องพิจารณาปัจจัยต่อไปนี้ในการเลือกอย่างเหมาะสม

- แรงดันย้อนกลับ/แรงดันปิดกั้น DC ค่ายอดที่เกิดซ้ำสูงสุด:

ต้องเลือกที่สูงกว่าค่ายอดของแรงดันอินพุตสูงสุดโดยมีส่วนเผื่ออย่างน้อย 20%:

$$V_{BR_RRM} > 1.2 * V_{IN_pk_max} = 518\,V$$

- กระแสตกคร่อมเฉลี่ยที่มีการเรียงกระแสสูงสุด

การคำนวณกระแสตกคร่อมเฉลี่ยที่มีการเรียงกระแสสูงสุดเป็นดังต่อไปนี้

$$I_{BR_avg_max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} * \frac{P_{O_PFC_max}}{V_{IN_{BO}} * \eta_{PFC}} = 1.91\ \mathrm{A}$$

การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

การใช้ตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่มีพิกัดกระแสสูงขึ้นสามารถลดแรงดันตกคร่อมเมื่อนำกระแส ซึ่งจะลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าทั้งหมดด้วยค่าใช้จ่ายเพิ่มจำนวนน้อย

- ค่ายอดกระแสเสิร์จตกคร่อม

ต้องเลือกค่ายอดกระแสเสิร์จตกคร่อมเพื่อให้ครอบคลุมข้อกำหนดกระแสเสิร์จสูงสุด

- แรงดันตกคร่อม

เกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพของกำลังไฟฟ้าโดยตรง จึงควรเลือกแรงดันตกคร่อมให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

- การสูญเสียกำลังไฟฟ้าสูงสุด

การคำนวณการสูญเสียกำลังไฟฟ้าสูงสุดทำได้โดยใช้กระแสอินพุตเฉลี่ยสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ โดยถือว่าแรงดันตกคร่อมเท่ากับ 1 V:

$$P_{BR_loss_max} = I_{BR_avg_max} * 2 * V_{BR_F} = 3.83\ \text{W}$$

- ค่าอุณหภูมิเพิ่มสูงสุดของไดโอดโดยไม่มีฮีตซิงก์

สมมติว่าความต้านทานความร้อนของตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์เท่ากับ R_{TH_JA} = 21 °C/W (เช่น ตาม GBU80M) จะสามารถคำนวณค่าอุณหภูมิเพิ่มสูงสุดของไดโอดโดยไม่มีฮีตซิงก์ได้ดังต่อไปนี้

$$\Delta T_{BR_max} = R_{TH_JA} * P_{BR_loss_max} = 80.43\ ^\circ\text{C}$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ใช้ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130W มีสรุปอยู่ใน **Table 6**:

Table 6 พารามิเตอร์การออกแบบตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันย้อนกลับสูงสุด	V_{BR_RRM}	1000	V
กระแสตกคร่อมเฉลี่ยที่มีการเรียงกระแส	I_{BR_avg}	8	A
แรงดันตกคร่อม	V_{BR_F}	1	V

3.3 ไดโอดเสริม PFC

การเลือกไดโอดเสริมเป็นการตัดสินใจที่สำคัญในการออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC และมีความเกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ ทั้งนี้ควรพิจารณาถึงปัจจัยดังต่อไปนี้

- แรงดันพังทลายย้อนกลับ

ต้องเลือกที่สูงกว่าแรงดันบัสโดยมีส่วนเผื่ออย่างน้อย 20%:

$$V_{RRM_D_PFC} > 1.2 * V_{bus_OVP1} = 594\ V$$

ในที่นี้ ไดโอด 600V เหมาะสำหรับการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130W

- กระแสตกคร่อมเฉลี่ยที่มีการเรียงกระแส

ต้องสูงกว่ากระแสไดโอด PFC เฉลี่ยสูงสุดที่คำนวณได้ดังต่อไปนี้

$$I_{D_PFC_avg_max} = \frac{\sqrt{3}}{2} * I_{L,PFC_off_rms_max} = 1.05\ A$$

การใช้ไดโอดที่มีพิกัดกระแสสูงจะช่วยให้กำลังไฟฟ้ามีประสิทธิภาพดี

- แรงดันตกคร่อม

เกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพของกำลังไฟฟ้าโดยตรง จึงควรเลือกแรงดันตกคร่อมให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

- เวลาฟื้นตัวย้อนกลับ

เมื่อมีการควบคุมบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC โดย ICL5102 ในโหมด QRM+DCM กระแสไดโอดเสริม PFC จะกลับไปเป็นค่าศูนย์ในขณะที่ PFC MOSFET เปิด ดังนั้นจึงไม่มีการสับเปลี่ยนกระแสระหว่างไดโอด PFC กับ MOSFET และจึงไม่มีการสูญเสียจากการสวิตชิ่งจากการฟื้นตัวย้อนกลับ ไม่จำเป็นต้องเลือกไดโอดเร็วเป็นพิเศษ

- การสูญเสียกำลังไฟฟ้า

การสูญเสียกำลังไฟฟ้าแบบเดียวที่ควรพิจารณาคือการสูญเสียการนำไฟฟ้า เมื่อใช้แรงดันตกคร่อมที่ 0.5V จะสามารถคำนวณการนำไฟฟ้าของไดโอดได้ดังต่อไปนี้

$$P_{loss_D_PFC} = I_{D_PFC_avg_max} * V_{F_D_PFC} = 0.525\ \text{W}$$

- ลักษณะทางความร้อน

เมื่อใช้ความต้านทานความร้อนของไดโอด $R_{D_PFC_TH_JA}$ และอุณหภูมิแวดล้อม T_A จะสามารถคำนวณอุณหภูมิไดโอด PFC ที่ไม่มีฮีตซิงก์ได้ดังต่อไปนี้

$$T_{D_PFC} = P_{loss_D_PFC} * R_{D_PFC_TH_JA} + T_A$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับไดโอดเสริมที่ใช้ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W มีสรุปอยู่ใน **Table 7**:

Table 7 พารามิเตอร์การออกแบบไดโอดเสริม

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันย้อนกลับสูงสุด	$V_{RRM_D_PFC}$	600	V
กระแสตกคร่อมเฉลี่ยที่มีการเรียงกระแส	$I_{F_D_PFC}$	4	A
แรงดันตกคร่อม	$V_{F_D_PFC}$	0.5	V

3.3.1 MOSFET กำลังไฟฟ้า PFC

การเลือก MOSFET กำลังไฟฟ้า PFC อยู่บนพื้นฐานของการพิจารณาแรงดันพังทลายระหว่างเดรนกับซอร์สและการสูญเสียกำลังไฟฟ้าเป็นหลัก

- แรงดันพังทลายระหว่างเดรนกับซอร์ส

ตามแรงดันบัสขณะทำงาน ควรเลือกแรงดันพังทลายดังต่อไปนี้

$$V_{(BR)DSS} > 1.2 * V_{bus_OVP1} = 594\ V$$

600V MOSFET เหมาะสำหรับการใช้งานกับการป้องกันเสิร์จที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น และควรเลือกแรงดันพังทลายที่สูงขึ้น

- กระแสเดรนต่อเนื่อง

การคำนวณกระแสเดรนต่อเนื่องสูงสุดเป็นดังต่อไปนี้

$$I_{D_MOS_PFC_max} = 3 * I_{L,PFC_on_rms_max} = 6.33\ A$$

- การสูญเสียการนำไฟฟ้า

การสูญเสียนี้ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่และไม่ปรับตามความถี่อย่างเห็นได้ชัด โดยมีการคำนวณดังต่อไปนี้

$$P_{con_loss_MOS_PFC} = \left(\frac{I_{L,PFC_on_rms_max}}{2}\right)^2 * R_{DS(ON)}$$

- การสูญเสียจากการเปลี่ยนสถานะขณะเปิด

การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

เมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด QRM+DCM ไม่ต้องสนใจการสูญเสียจากการเปลี่ยนสถานะขณะเปิดที่เกิดจากกระแสแม่เหล็กเพราะกระแสจะเพิ่มขึ้นจากศูนย์เมื่อเริ่มรอบการสวิตชิ่ง แต่การคายประจุตัวเก็บประจุแฝงอย่างเช่น C_{oss} (ความจุไฟฟ้าเอาต์พุต MOSFET) และ C_{DS_total} (ความจุไฟฟ้าสมมูลแฝงทั้งหมดระหว่างเดรนและซอร์ส) ผ่านช่อง MOSFET อาจทำให้เกิดการสูญเสียจากการเปลี่ยนสถานะขณะเปิดได้เป็นอย่างมาก การสูญเสียเหล่านี้จะเกิดขึ้นทุกรอบการสวิตชิ่งและขึ้นอยู่กับความถี่

- E_{oss} และ $^1/_2 \cdot C_{DS_total} \cdot V^2$ loss

โดยต้องสูญเสียพลังงานที่จัดเก็บใน C_{DS_total} และ C_{oss} ขณะเปิดในช่อง MOSFET และตัวต้านทานแบบรับรู้กระแสในระหว่างการเปลี่ยนสถานะขณะเปิด การสูญเสียเหล่านี้เป็นฟังก์ชันพื้นฐานของแรงดันไฟฟ้ายกกำลังสองและอาจสูงมากในระหว่างสภาวะกระแสไฟสูง ซึ่งจะเกิดขึ้นทุกรอบการสวิตชิ่งและขึ้นอยู่กับความถี่ เพื่อให้คำนวณได้ง่ายขึ้น จะสมมติว่าการสูญเสียระหว่างการสวิตชิ่งเท่ากับประมาณครึ่งหนึ่งของการสูญเสียการนำไฟฟ้า

$$P_{sw_loss_MOS_PFC} = \frac{1}{2} * P_{con_loss_MOS_PFC}$$

- การสูญเสียไดรเวอร์เกต

การสูญเสียนี้ยังปรับตามความถี่เชิงเส้น แต่โดยทั่วไปจะค่อนข้างเป็นส่วนน้อยของการสูญเสียทั้งหมด (ที่ความถี่ในการสวิตชิ่งต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์) และส่วนใหญ่ขึ้นอยู่กับ MOSFET Q_g (เกตชาร์จ) เป็นพิเศษ โดยทั่วไปแล้วจะสูญเสียกำลังไฟฟ้าของไดรเวอร์เกตไปในตัวต้านทานเกตและไดรเวอร์เกตเอง จึงไม่ต้องนำมาพิจารณาในการคำนวณความร้อนของ MOSFET

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W ใช้ 600V Infineon MOSFET IPD60R400CE สองรายการของตระกูล CE ขนานกันเพื่อลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้า เมื่อใช้ $R_{DS(ON)}$ of 200mΩ จะมีการคำนวณการสูญเสียรวมสูงสุดของแต่ละ MOSFET ดังต่อไปนี้

$$P_{loss_MOS_PFC_max} = 0.5 * (P_{sw_loss_MOS_PFC} + P_{con_loss_MOS_PFC}) = 0.75 * P_{con_loss_MOS_PFC} = 0.96\,W$$

ค่าอุณหภูมิเพิ่มสูงสุดของแต่ละ MOSFET โดยไม่มีฮีตซิงก์คือ

$$\Delta T_{MOS_PFC_max} = R_{TH_JA} * P_{loss_MOS_PFC_max} = 76.8\,°C$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับ PFC MOSFET มีสรุปอยู่ใน **Table 8**:

Table 8 พารามิเตอร์การออกแบบ PFC MOSFET

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันพังทลาย	$V_{BR_DSS_PFC}$	650	V
MOSFET เมื่อมีความต้านทาน	$R_{DS(ON)}$	400//400 = 200	mΩ
การสูญเสียการนำไฟฟ้าของ PFC MOSFET สูงสุด	$P_{loss_MOS_PFC_con}$	1.93	W

3.3.2 การวัดกระแส PFC

ในการออกแบบตัวต้านทานแบบขนานวัดกระแส PFC ต้องทำตามเงื่อนไขต่อไปนี้

$$I_{L,pk_PFC_max} * R_{CS_{PFC}} < V_{OCP1_PFC_min} = 0.95\,V$$

และ

$$R_{CS_PFC} < \frac{0.95V}{I_{L,pk_PFC_max}} = 0.22\,\Omega$$

การออกแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC

โดยเลือกค่าตัวต้านทานวัดกระแสเท่ากับ 0.2 Ω โดยมีการเชื่อมต่อตัวต้านทานแบบขนานที่ 1 Ω จำนวนห้าตัว ซึ่งจะเป็นการแยกการสูญเสียกำลังไฟฟ้าและลดความเค้นทางความร้อน
การสูญเสียกำลังไฟฟ้าสูงสุดของแต่ละตัวต้านทานแบบขนานคือ

$$P_{loss_shunt_PFC_max} = 0.2 * I^2_{L,PFC_on_rms_max} * R_{CS_PFC} = 0.2 * 2.11A^2 * 0.2 = 0.18\,W$$

ซึ่งเป็นสิ่งที่ควรพิจารณาในการเลือกประเภทตัวต้านทานแบบขนานที่เหมาะสม

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการวัดแรงดันบัสมีสรุปอยู่ใน **Table 9**:

Table 9 การวัดกระแส PFC และพารามิเตอร์การออกแบบ ZCD

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
ช่วงการทำงานสูงสุดของ PFC OCP1	$V_{OCP1_PFC_min}$	0.95	V
ตัวต้านทานวัดกระแส PFC	R_{CS_PFC}	0.2	Ω

3.3.3 การวัดแรงดันบัส PFC

ตามที่แสดงใน **Figure 7** ด้านล่าง จะมีการวัดแรงดันบัสที่พิน PFCVS ของ ICL5102 ผ่านตัวแบ่งตัวต้านทาน โดยใช้การวัดนี้เป็นอินพุตของตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต PFC เพื่อสร้างสัญญาณควบคุม PWM สำหรับ PFC MOSFET และเป็นฟังก์ชันการป้องกันสำหรับบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC ขอแนะนำเป็นอย่างยิ่งให้เพิ่มตัวเก็บประจุตัวกรองใกล้กับพิน VS เพื่อกรองเสียงการสวิตชิ่งเพื่อให้ได้ผลลัพธ์การวัดที่แม่นยำและมีความเสถียร พิน VS มีกระแสรั่วต่ำมากจึงไม่ต้องสนใจค่าความคลาดเคลื่อน

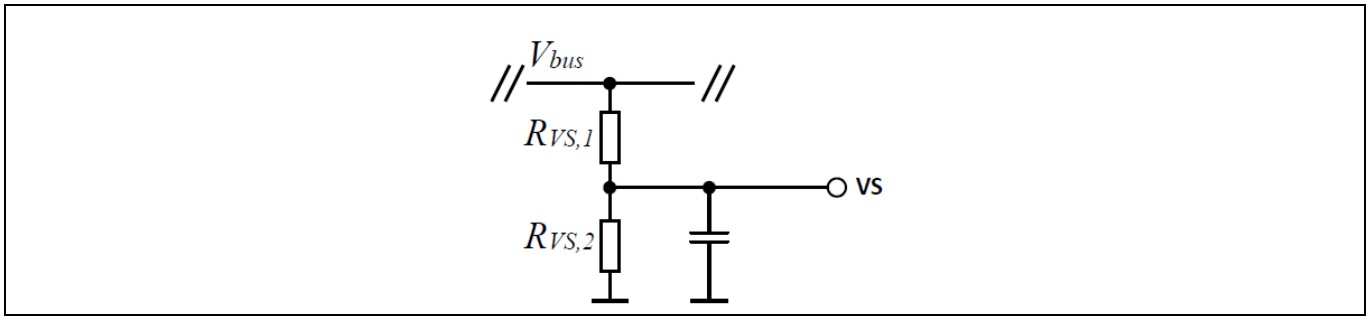


Figure 7 การวัดแรงดันบัส

การคำนวณตัวแบ่งตัวต้านทานมีดังต่อไปนี้ เมื่อแมป V_{bus} = 450 V กับ $V_{PFCVSREF}$ = 2.5V

$$\frac{R_{VS1_PFC}}{R_{VS2_PFC}} = \frac{V_{bus} - V_{PFCVSREF}}{V_{PFCVSREF}} = 179$$

หากต้องการลดความไม่แม่นยำที่เกิดจากตัวแบ่งตัวต้านทาน
ต้องเลือกตัวต้านทานวัดแรงดันบัสที่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้ไม่เกิน 1% ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W หากต้องการลดความเค้นแรงดัน ตัวต้านทานบน R_{VS1_PFC} จะประกอบด้วยตัวต้านทานสามตัวของที่แต่ละตัวเท่ากับ 1.5 MΩ และเลือกตัวต้านทานล่าง R_{VS1_PFC} เป็น 24.9 kΩ

Note: เพื่อลดเสียงการสวิตชิ่งที่เชื่อมต่ออยู่ในสัญญาณวัดแรงดันบัส ขอแนะนำให้วางตัวเก็บประจุตัวกรองของ 1nF ไว้ติดกับพิน PFCVS โดยตรง

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการวัดแรงดันบัสมีสรุปอยู่ใน **Table 10**:

Table 10 พารามิเตอร์การออกแบบการวัดแรงดันบัส

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันเอาต์พุตของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC ที่ระบุ	V_{bus}	450	V
แรงดันอ้างอิงของพิน ICL5102 PFCVS	V_{REF}	2.5	V
ตัวแบ่งตัวต้านทานบนวัดแรงดันบัส	R_{VS1_PFC}	1.5 x 3	MΩ
ตัวแบ่งตัวต้านทานล่างวัดแรงดันบัส	R_{VS2_PFC}	24.9	kΩ
ตัวเก็บประจุตัวกรองวัดแรงดันบัส	C_{VS}	1	nF

3.3.4 ตัวเก็บประจุเอาต์พุต PFC

สามารถคำนวณตัวเก็บประจุบัส PFC โดยใช้สูตรนี้ถ้า ESR ของตัวเก็บประจุน้อยพอที่จะไม่ต้องสนใจได้ และเลือกการกระเพื่อมของแรงดันจากยอดถึงยอดเป็น 20 V โดยต้องพิจารณาถึงค่าความคลาดเคลื่อน 20% ของความจุไฟฟ้าด้วย

$$C_{bus} = \frac{I_{out_PFC_max}}{2 * \pi * f_{line_min} * V_{bus_ripple_pp}} * 1.2 = 46\ uF$$

โดยที่

$$I_{out_PFC_max} = \frac{P_{O_PFC_max}}{V_{bus}} = 0.24\ A$$

ในส่วนของพิกัดแรงดันที่พิจารณาถึงค่าเกณฑ์การป้องกันแรงดันไฟฟ้าเกิน จำเป็นต้องมีตัวเก็บประจุ 500 V ควรเลือก ESR ของตัวเก็บประจุให้น้อยที่สุดและกระแสกระเพื่อมสูงสุดที่ยอมรับได้ควรมีส่วนเผื่อที่เพียงพอ ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W นี้ ได้เลือกตัวเก็บประจุ 500 V ของ 56 uF ที่มี ESR ต่ำ

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการเลือกตัวเก็บประจุบัสมีสรุปอยู่ในตารางต่อไปนี้

Table 11 พารามิเตอร์การออกแบบตัวเก็บประจุบัส

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันเอาต์พุตของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC ที่ระบุ	V_{bus}	450	V
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของบูสต์คอนเวอร์เตอร์ PFC สูงสุด	$P_{out_PFC_max}$	130	W
การกระเพื่อมของแรงดันบัส (จากยอดถึงยอด)	$V_{bus_ripple_pp}$	20	V
ความถี่ของสายอินพุต AC	f_{line}	45 ~ 66	Hz
ตัวเก็บประจุบัส PFC	C_{bus}	56	µF

3.3.5 การวัดแรงดันอินพุตและระดับแรงดันไฟเข้า/ออก

การวัดแรงดันอินพุตแบบเรียงกระแสทำผ่านตัวแบ่งตัวต้านทานภายนอกซึ่งประกอบด้วย R_{BO1} และ R_{BO2} ที่พิน BO ตามที่แสดงอยู่ใน **Figure 8** ฟังก์ชันการวัดแรงดันอินพุตทำให้ระดับแรงดันไฟเข้า/ออกอินพุต AC ป้องกันแรงดันต่ำเกินสำหรับไดรเวอร์ LED ได้

ขอแนะนำเป็นอย่างยิ่งให้เพิ่มตัวเก็บประจุแรงดันสูง C_{BO1} หลังจากไดโอดการเรียงกระแส D_{BO1} และ D_{BO1} เพื่อเป็นการวัดค่ายอดของอินพุต AC ซึ่งไม่ได้ขึ้นอยู่กับสภาวะโหลด เมื่อไม่มีตัวเก็บประจุ C_{BO1} จะมีการวัดค่าเฉลี่ยอินพุต AC แบบปรับเท่า BO ที่พิน BO ซึ่งจะเปลี่ยนตามโหลด ดังนั้นค่าเกณฑ์ของระดับแรงดันไฟเข้า/ออกจะต่างกันตามสภาวะโหลดที่ต่างกัน

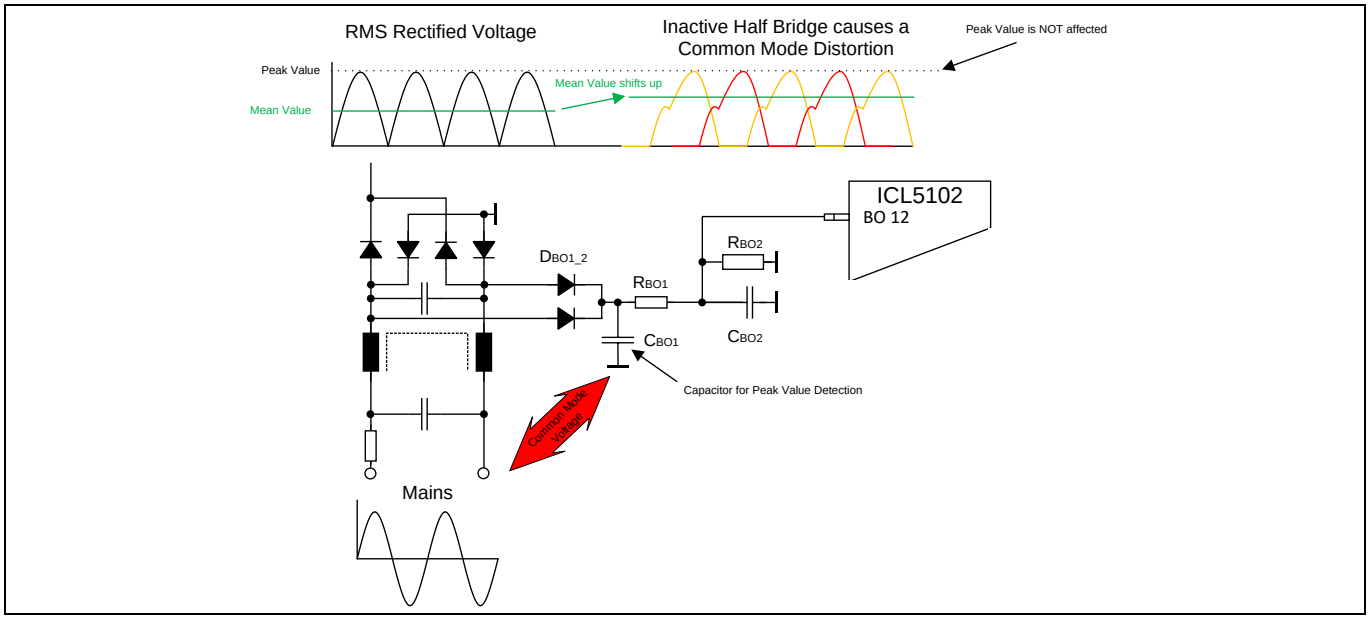


Figure 8 การวัดแรงดันอินพุต

ในที่การสตาร์ทอัปครั้งแรก (ปลั๊กอิน AC) แรงดันไฟฟ้าที่พิน BO ต้องเกินกว่า V_{BO} = 1.4 V เพื่อให้มีระดับแรงดันไฟเข้าในระหว่างการทำงานปกติจะตรวจพบระดับแรงดันไฟออกเมื่อแรงดันที่พิน BO ตกลงต่ำกว่า V_{BO} = 1.2 V เป็นเวลานานกว่า 50 ms ICL5102 จะหยุดการสวิตชิ่งทั้ง PFC และ HB แล้วเข้าสู่การรีสตาร์ทอัตโนมัติ การทำงานปกติของระบบจะกลับคืนถ้าแรงดันไฟฟ้าที่พิน BO มากกว่า 1.4V อีกครั้ง

การคำนวณอัตราตัวแบ่งเป็นดังต่อไปนี้

$$\frac{R_{BO1}}{R_{BO2}} = \frac{1.414 * V_{IN_BO} - V_{D_BO} - V_{BO_out_min}}{V_{BO_out_min}} = 86$$

โดยที่ $V_{BO_out_min}$ = 1.14 V จากเอกสารข้อมูล ICL5102 ตารางที่ 16 ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟเข้า V_{IN_BI} = 71 V และ V_{D_BO} = 0.7 V

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W CC ได้เลือก R_{BO1} = 6600 kΩ หากต้องการลดความเค้นแรงดันและกำลังไฟฟ้าของตัวต้านทาน ขอแนะนำเป็นอย่างยิ่งให้แบ่งตัวต้านทาน 1206 เป็นสามตัวโดยที่แต่ละตัวเท่ากับ 2200 kΩ หากต้องการเพิ่มความแม่นยำในการวัด ควรเลือกตัวต้านทานที่มีค่าความคลาดเคลื่อนที่ยอมรับได้น้อยกว่า 1% ตามอัตราตัวแบ่งที่คำนวณก่อนหน้านี้ ให้เลือก R_{BO2} = 76.8 kΩ

โดยสามารถคำนวณแรงดันไฟเข้าหลังจากที่ R_{BO1} และ R_{BO2} คงที่

$$V_{IN_BI} = \frac{86 * V_{BO_in_max} + V_{D_BO} + V_{BO_in_max}}{1.414} = 90\ V$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการวัดแรงดันอินพุตมีสรุปอยู่ในตารางต่อไปนี้

Table 12 พารามิเตอร์การออกแบบการวัดแรงดันอินพุต

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟออก	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
ค่าเกณฑ์ระดับแรงดันไฟเข้า	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
ตัวแบ่งตัวต้านทานบนที่พิน BO	R_{BO1}	6600	kΩ
ตัวแบ่งตัวต้านทานล่างที่พิน BO	R_{BO2}	76.8	kΩ

3.3.6 การปรับ THD ให้เหมาะสมที่สุด

กระแสอินพุต AC จะผิดเพี้ยนมากที่สุดในบริเวณที่เฟสศูนย์ของแรงดันอินพุต AC เกิดขึ้น เพื่อให้มั่นใจถึงรูปคลื่นของกระแสแบบไซน์ในบริเวณนี้ ICL5102 จะขยายเวลาทำงานของ PFC แบบไดนามิกเป็นสองเท่าของเวลาทำงานสูงสุดของ PFC ตามค่าชั่วขณะของแอมปลิจูดแรงดันอินพุต การตรวจจับแรงดันอินพุต AC ที่เฟสศูนย์เกิดขึ้นผ่านขดลวดช่วย PFC เมื่อแรงดันทั่วขดลวดช่วย PFC หลังจากการเปิด PFC MOSFET ถึงค่าต่ำสุด จะตรวจพบเฟสศูนย์ AC หลักการแก้ไข THD มีแสดงอยู่ใน **Figure 9**

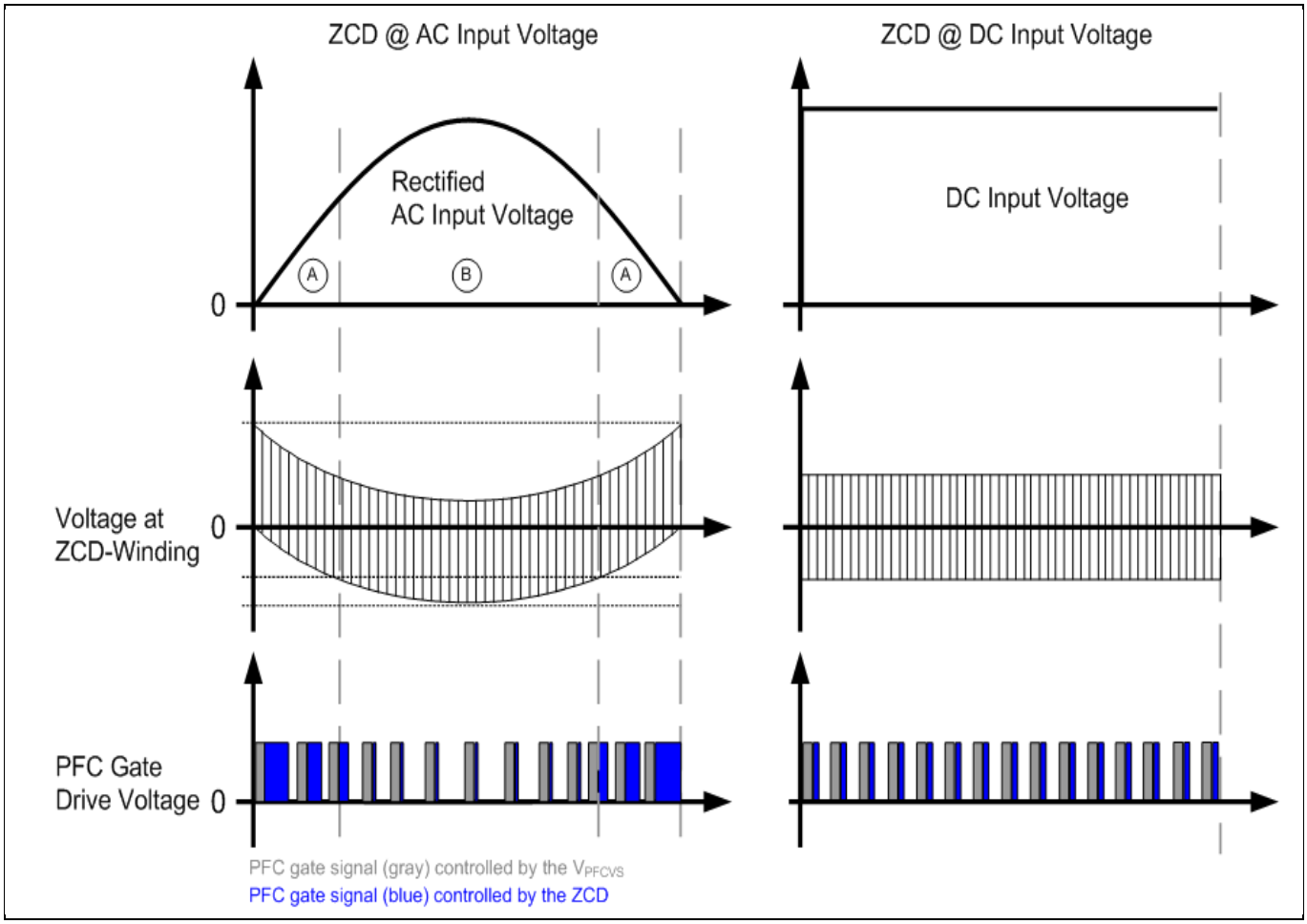


Figure 9 การแก้ไข PFC THD

หากต้องการปรับขยายเวลาทำงาน จำเป็นต้องมีตัวต้านทานภายนอกระหว่างขดลวดช่วยแบบโช้ค PFC กับพิน PFCZCD ตามที่แสดงใน **Figure 10** เมื่อเปิด PFC MOSFET จะมีการวัดแรงดันอินพุตตามกระแสไหลออกของพิน PFCZCD กระแสไฟฟ้ายิ่งน้อยแสดงว่าอินพุต AC อยู่ในบริเวณ A (ดู **Figure 9**) ซึ่งต้องมีการขยายเวลาทำงานของ PFC โดยทั่วไปแล้ว กระแสเอาต์พุตของพิน PFCZCD ยิ่งน้อย การขยายเวลาทำงานของ PFC ยิ่งมาก
ควรเลือกค่าตัวต้านทานเพื่อจำกัดกระแสไฟฟ้าให้อยู่ระหว่าง I_{ZCD} = 500µA ~ 1.2mA

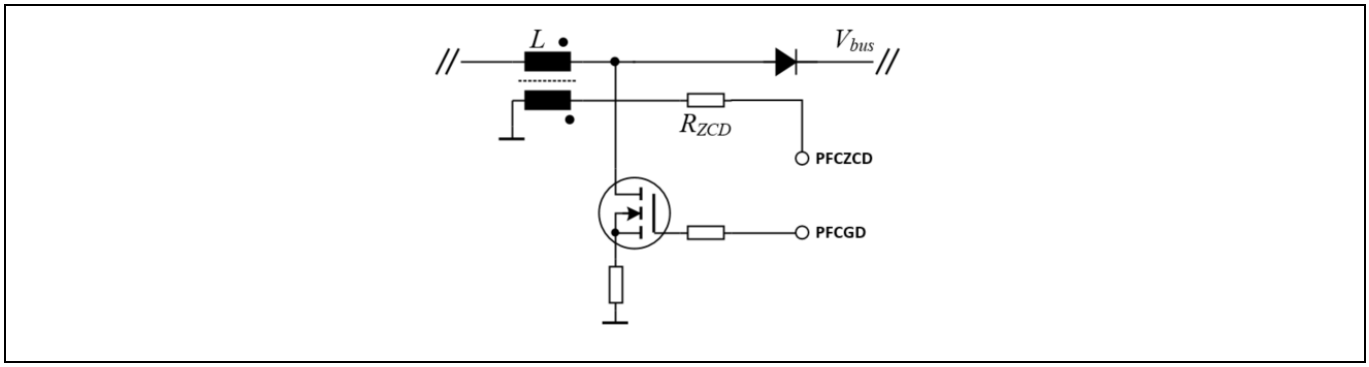


Figure 10 การปรับ PFC THD ให้เหมาะสมที่สุดผ่านตัวต้านทานภายนอก

สูตรต่อไปนี้แสดงการคำนวณค่าตัวต้านทาน ZCD ที่เชื่อมต่อโดยตั้งสมมติฐานว่า I_{ZCD_max} = 1.2mA การไหลของเอาต์พุตของพิน PFCZCD ที่ไลน์อินพุต AC สูงสุด:

$$R_{ZCD} = \frac{1.414 * V_{IN_max}}{\frac{N_{p_PFC}}{N_{a_PFC}} * I_{ZCD_max}} = 39.9\ \text{k}\Omega$$

การเพิ่มประสิทธิภาพ THD ทำได้โดยการเปลี่ยนค่าตัวต้านทานประมาณ 40 kΩ

Note: โดยต้องแลกระหว่างการเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ากับการลด THD
การพยายามให้ได้กระแสไฟฟ้าที่ไม่มีฮาร์มอนิกอาจทำให้เกิดฮาร์มอนิกในแรงดันไฟฟ้าและได้ PF ต่ำในทางกลับกัน
การพยายามสร้างค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับหนึ่งด้วยวิธีทั่วไปจะทำให้เกิดกระแสที่ไม่ใช่แบบไซน์ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความผิดเพี้ยนแบบฮาร์มอนิกทั้งหมด (THD)

4 การออกแบบคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ HB LLC

คอนเวอร์เตอร์ HB เรโซแนนซ์มีข้อดีหลายประการ อย่างเช่น ประสิทธิภาพสูง ความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าสูง และ EMI ต่ำ ICL5102 มีการควบคุมคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ HB อิสระ (เช่น โทโพโลยี LLC หรือ LCC) สำหรับเอาต์พุตแรงดันไฟฟ้าต่อเนื่อง (CV) หรือกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง (CC) ซึ่งรองรับทั้งการควบคุมความถี่ในการสวิตชิ่งแบบคงที่และแบบแปรผัน

ส่วนต่อไปนี้ให้แนวทางการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ HB โดยใช้ ICL5102 ตามโทโพโลยี LLC โดยมีการควบคุมกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องด้านทุติยภูมิ

ข้อกำหนดในการออกแบบสำหรับการออกแบบกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องที่ใช้อ้างอิง 130W LLC มีอยู่ในตารางต่อไปนี้

Table 13 ข้อกำหนดในการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ LLC

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันอินพุต DC ต่ำสุด	V_{bus_min}	400	V
แรงดันอินพุต DC ที่ระบุ	V_{bus}	450	V
แรงดันอินพุต DC สูงสุด	V_{bus_max}	490	V
กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ LLC สูงสุด	P_{O_max}	130	W
ประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าของคอนเวอร์เตอร์ LLC โดยประมาณ	η_{FB}	< 96	%
แรงดันเอาต์พุตสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ LLC	V_{out_max}	76	V
แรงดันเอาต์พุตสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ LLC	V_{out_min}	38	V
กระแสเอาต์พุตสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ LLC	I_{out_max}	1750	mA
กระแสเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ LLC	I_{out_min}	75	mA
ความถี่เรโซแนนซ์ของคอนเวอร์เตอร์ LLC	f_r	100	kHz
โทโพโลยีการสวิตชิ่งแบบบริดจ์ที่ด้านปฐมภูมิ	-	ฮาล์ฟบริดจ์	-
โทโพโลยีตัวเรียงกระแสด้านทุติยภูมิ	-	ตัวเรียงกระแสอินพุตแบบฟูลบริดจ์	-

ที่ด้านปฐมภูมิจะใช้ฮาล์ฟบริดจ์เป็นบริดจ์การสวิตชิ่งเพราะbecause ICL5102 เป็นตัวควบคุมแบบฮาล์ฟบริดจ์ ที่ด้านทุติยภูมิจะใช้ตัวเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์เนื่องจากลักษณะเอาต์พุตแรงดันไฟฟ้าสูงและกระแสไฟฟ้าต่ำ เป้าหมายในการออกแบบคือเพื่อให้มีการสวิตชิ่งแรงดันไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZVS) ที่ด้านปฐมภูมิ และการสวิตชิ่งกระแสไฟฟ้าเป็นศูนย์ (ZCS) ที่ด้านทุติยภูมิสำหรับช่วงโหลดทั้งหมดเพื่อประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าที่ดีขึ้นและประสิทธิภาพ EMI ต่ำ

4.1 การออกแบบวงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC

เนื่องจากลักษณะที่ไม่ใช่เชิงเส้นของโทโพโลยี LLC เรโซแนนซ์ การคำนวณวงจรแทงก์เรโซแนนซ์ต่อไปนี้จึงอยู่บนพื้นฐานของการประมาณค่าฮาร์มอนิกแรก (FHA) นอกจากนี้ยังมีการใช้ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์เพื่อให้การออกแบบหม้อแปลง LLC ง่ายขึ้น

4.1.1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง

ตามลักษณะของคอนเวอร์เตอร์ LLC แบบฮาล์ฟบริดจ์ที่มีตัวเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ จะสามารถคำนวณค่าเกนคอนเวอร์เตอร์ได้ดังต่อไปนี้

$$LLC\ Converter\ Gain = \frac{V_{out} + 2 * V_{F_D}}{V_{bus}} = 0.5 * Resonant\ Tank\ Gain * Transformer\ Turns\ Ratio\ (N_s/N_p)$$

เมื่อคอนเวอร์เตอร์ LLC ทำงานที่ความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ค่าเกนของวงจรแทงก์เรโซแนนซ์จะเท่ากับ 1 เมื่อใช้แกนเดียวสำหรับตัวเหนี่ยวนำแบบอนุกรม ดังนั้นจึงสามารถแสดงอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงได้ดังต่อไปนี้

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{bus}}{2 * (V_{out} + 2 * V_{F_D})}$$

ขอแนะนำให้ใช้วงจรแทงก์ LLC ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ (การทำงานในโหมดเสริม) สำหรับเอาต์พุตกระแสต่อเนื่อง เพื่อให้ได้ช่วงโหลดมากที่สุด จึงเลือกแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดที่มีแรงดันบัสสูงสุดเป็นจุดทำงานให้เป็นการทำงานของเรโซแนนซ์ LLC เพื่อเป็นตัวตัดสินอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{bus_max}}{2 * (V_{out_min} + 2 * V_{F_D})} = 6.22$$

4.1.2 ค่าเกนของวงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC

หลังจากกำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงแล้ว จะสามารถสรุปค่าเกนของแรงดันแทงก์เรโซแนนซ์ M_{LLC} ได้ดังต่อไปนี้

- ค่าเกนเท่ากับหนึ่ง $M_{LLC} = 1$ สำหรับแรงดันบัสต่ำสุดและแรงดันเอาต์พุตสูงสุด
- ค่าเกนต่ำสุด $M_{LLC_min} = M_{LLC} = 1$
- ค่าเกนสูงสุด M_{LLC_max} สำหรับแรงดันบัสต่ำสุดและแรงดันเอาต์พุตสูงสุด

$$M_{LLC_max} = \frac{n * 2 * (V_{out_max} + 2 * V_{F_D})}{V_{bus_min}} = 2.4$$

4.1.3 การเลือกค่า m

อัตราส่วนความเหนี่ยวนำปฐมภูมิทั้งหมดต่อความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์กำหนดเป็นค่า m ได้ดังต่อไปนี้

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r}$$

ค่าต่ำของ m
สามารถมีค่าเกนเสริมสูงขึ้นได้และมีการควบคุมและการบังคับที่ยืดหยุ่นมากกว่าซึ่งมีประโยชน์ในการใช้งานกับช่วงแรงดันอินพุตกว้าง อย่างไรก็ตาม ค่าต่ำของ m หมายถึงความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่น้อยลง L_m ดังนั้น
กระแสกระเพื่อมแม่เหล็กจากยอดถึงยอดที่สูงขึ้น จะเพิ่มพลังงานหมุนเวียนและทำให้สูญเสียการนำไฟฟ้า

สำหรับการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130W LLC CC จะเลือกค่าเริ่มต้นที่สมเหตุสมผล m = 8 ก่อน หลังจากการทำซ้ำสองสามครั้ง ค่า m จะยังคงมีประสิทธิภาพเหมาะสมตราบใดที่ยังสามารถทำตามข้อกำหนดค่าเกนสูงสุดสำหรับสภาวะโหลดทั้งหมดได้

4.1.4 การเลือกค่าตัวประกอบคุณภาพสูงสุด Q_{max}

ตัวประกอบคุณภาพขึ้นอยู่กับโหลดและกำหนดได้ดังต่อไปนี้

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}}$$

สภาวะโหลดมากจะทำงานที่ค่า Q สูง ในขณะที่โหลดน้อยจะมีค่า Q ต่ำ สิ่งสำคัญคือการกำหนดค่า Q_{max} ที่เชื่อมโยงกับจุดโหลดสูงสุด

การใช้เครื่องมือคำนวณ ICL5102 LLC ช่วยให้ทำการวิเคราะห์ได้ง่ายขึ้น ค่าเกนสูงสุดที่ได้แสดงอยู่ใน **Figure 11** ซึ่งเป็นการแสดงว่าได้ค่าเกนสูงสุด (ค่าเกนสูงสุดที่สามารถทำได้) ต่างจาก Q สำหรับค่า m ที่ต่างกัน
ซึ่งจะเห็นว่าสามารถได้ค่าเกนสูงสุดโดยการลดค่า m หรือค่า Q เมื่อใช้ความถี่เรโซแนนซ์และค่า Q ที่ระบุ m ที่ลดลงแสดงถึงการลดความเหนี่ยวนำแม่เหล็กซึ่งทำให้กระแสหมุนเวียนเพิ่มขึ้น
โดยเป็นการแลกกันระหว่างช่วงค่าเกนที่ได้กับการสูญเสียการนำไฟฟ้า

เมื่อใช้ค่าเกนสูงสุด M_{LLC_max} และค่า m ที่กำหนด จะได้ตัวประกอบคุณภาพสูงสุดผ่านเส้นกราฟส่วนโค้ง

$$Q_{max} = 0.17$$

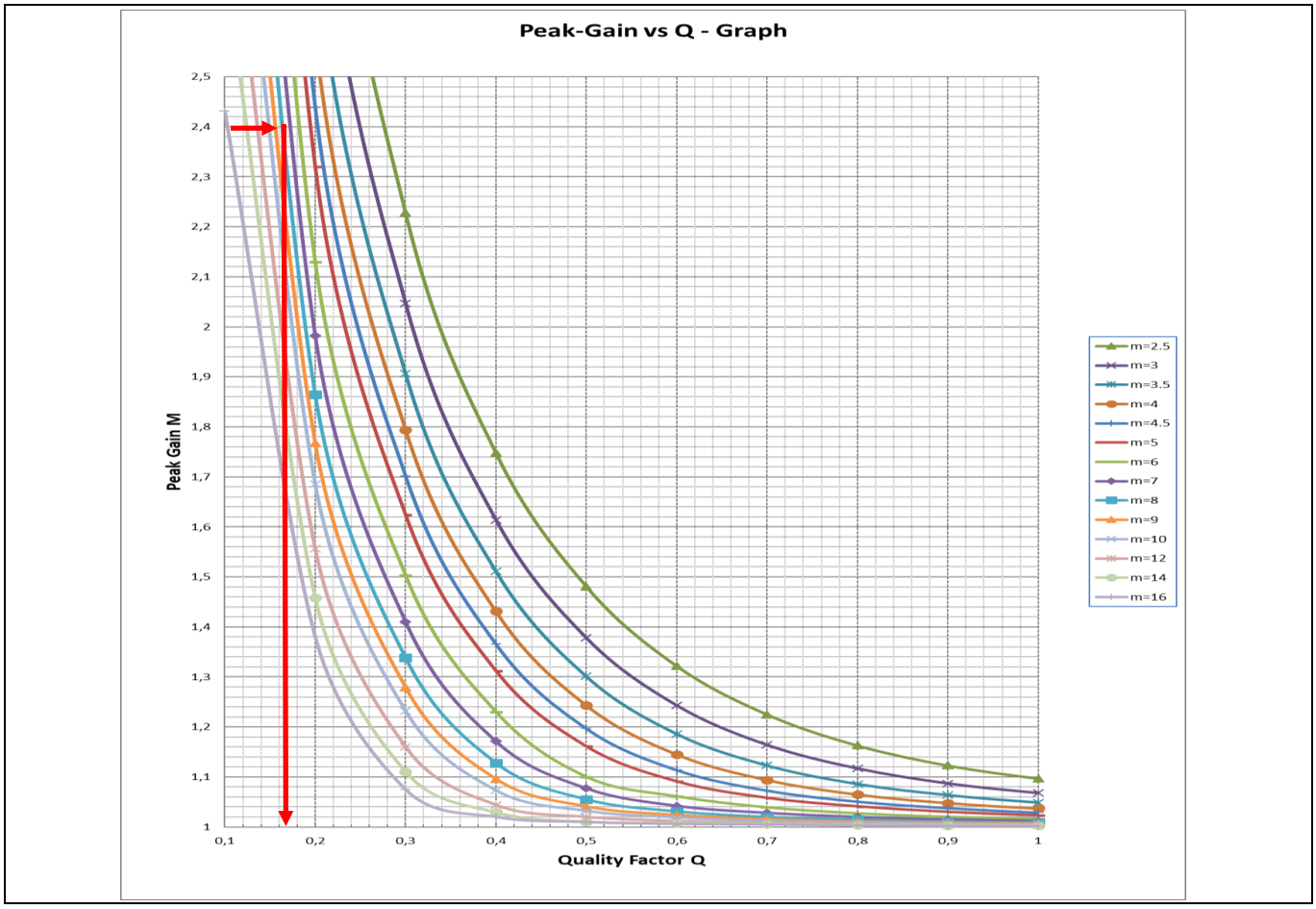


Figure 11 ค่าเกนสูงสุดเทียบกับ **Q** สำหรับค่า **m** ที่ต่างกัน

4.1.5 ความต้านทานสะท้อนแบบสมมูล R_{ac}

FHA กำจัดการไม่เป็นเชิงเส้นและสร้างวงจรเรโซแนนซ์สมมูลตามที่แสดงใน **Figure 12**
แรงดันอินพุตคลื่นรูปสี่เหลี่ยมจะถูกแทนที่ด้วยฮาร์มอนิกแรกของคลื่นรูปสี่เหลี่ยมของแรงดันไฟฟ้า
ในขณะที่ส่วนทุติยภูมิที่มีตัวเรียงกระแสและโหลดจะถูกแทนที่ด้วยโหลดสมมูล R_{ac} ซึ่งมีการคำนวณที่โหลดเต็มดังต่อไปนี้

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} * n^2 * \frac{(V_{out_max} + 2 * V_{F_D})}{I_{out_max}} = 1388\ \Omega$$

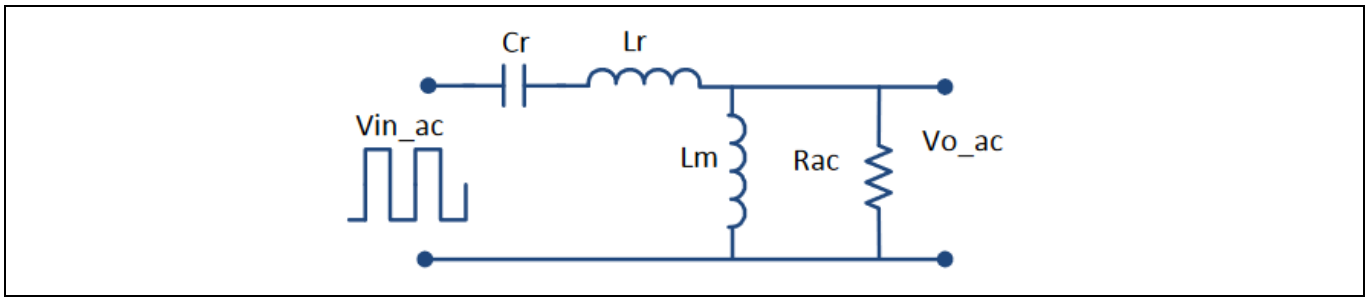


Figure 12 วงจรเรโซแนนซ์สมมูล

4.1.6 การคำนวณวงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC

หลังจากได้ค่า m, Q_{max} และ R_{ac} จะสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ได้ดังต่อไปนี้

$$C_r = \frac{1}{2 * \pi * Q_{max} * f_r * R_{ac}} = 6.74\ nF$$

หากต้องการลดขนาดโช้คเรโซแนนซ์ ให้เลือกตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ขนาดใหญ่สำหรับการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130W ดังต่อไปนี้

$$C_r = 11.5\ nF$$

สามารถแยกตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์หนึ่งตัวเป็นสองตัวโดยใช้ค่ามาตรฐาน (ตัวแรกไปยังบัส DC อีกตัวไปยังกราวด์) เพื่อลดกระแสพุ่งเข้าขณะสตาร์ทอัปและกระแสกระเพื่อมในการทำงานปกติผ่านตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ ซึ่งจะช่วยให้ได้ค่าตัวเก็บประจุที่มีด้วย

$$C_{r1} = 6.8\ nF$$

$$C_{r2} = 4.7\ nF$$

การคำนวณความเหนี่ยวนำของโช้คเรโซแนนซ์ทำได้ดังต่อไปนี้

$$L_r = \frac{1}{4 * \pi^2 * C_r * f_r^2} = 220\ \mu H$$

การคำนวณความเหนี่ยวนำหลักของหม้อแปลง LLC L_p ทำได้ดังต่อไปนี้

$$L_P = m * L_r = 1760\ \mu H$$

การคำนวณความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก L_m ทำได้ดังต่อไปนี้

$$L_m = L_P - L_r = 1540\ \mu H$$

ความเหนี่ยวนำรั่วสมมูลเนื่องจากฮาล์ฟบริดจ์สามารถประมาณการได้ดังต่อไปนี้

$$L_{leak} = 0.5 * 8\% * L_m = 60\ \mu H$$

การคำนวณความเหนี่ยวนำของโช้คเรโซแนนซ์แบบแยกทำได้ดังต่อไปนี้

$$L_{r_ext} = L_r - L_{leak} = 160\ \mu H$$

4.1.7 การตรวจสอบยืนยันพารามิเตอร์วงจรแทงก์เรโซแนนซ์ LLC

หลังจากได้พารามิเตอร์วงจรแทงก์เรโซแนนซ์แล้ว ต้องคำนวณจุดทำงานของกรณีมุมทั้งหมดอีกครั้งเพื่อให้มั่นใจว่าเป็นไปตามเป้าหมายการออกแบบเรโซแนนซ์ LLC

ความถี่เรโซแนนซ์:

$$f_r = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_r * C_r}} = 100.1\ kHz$$

$$f_p = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_p * C_r}} = 35.3\ kHz$$

ตัวประกอบคุณภาพ:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} = 0.1$$

อัตราส่วนความเหนี่ยวนำปฐมภูมิทั้งหมดต่อความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์:

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} = 8$$

4.1.8 การทำสวิตชิ่งแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ของคอนเวอร์เตอร์ LLC

เพื่อให้ได้คอนเวอร์เตอร์ LLC ที่มีประสิทธิภาพกำลังไฟฟ้าสูง ต้องรับประกัน ZVS สำหรับทุกสภาวะอินพุตและโหลด ในการทำให้ได้ ZVS มีข้อพิจารณาสองข้อสำคัญดังต่อไปนี้

- ย่านการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ LLC

ตราบใดที่คอนเวอร์เตอร์สวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ f_r คอนเวอร์เตอร์จะทำงานในโหมด ZVS เสมอ เมื่อคอนเวอร์เตอร์สวิตชิ่งระหว่างความถี่เรโซแนนซ์ f_r กับ f_p สภาวะโหลด (ตัวประกอบคุณภาพ Q) จะระบุว่าคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ZVS หรือไม่ ภายใต้สภาวะการทำงาน คอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ LLC ทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์สูงกว่า f_r เล็กน้อยซึ่งเหมาะสมที่สุดสำหรับประสิทธิภาพสูง

- ความจุไฟฟ้าเอาต์พุต MOSFET

กระแสเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ต้องสูงพอที่จะคายประจุแรงดันความจุไฟฟ้าประสิทธิผลแบบขนานกับเดรน-ซอร์สของ MOSFET กำลังไฟฟ้า ส่วนสำคัญของความจุไฟฟ้านี้คือความจุไฟฟ้าเอาต์พุต MOSFET

- ช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้า (Dead Time)

ช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้าต้องคายความจุไฟฟ้าประสิทธิผลทั้งหมดในแบบขนานกับเดรน-ซอร์สของ MOSFET กำลังไฟฟ้าเพื่อให้มีการทำงานแบบ ZVS ในสภาวะที่แย่ที่สุดที่ใช้กับคอนเวอร์เตอร์

รูปคลื่นและโซลูชันสี่แบบทั่วไปที่พบบ่อยที่สุดสำหรับ ZVS มีแสดงอยู่ใน **Figure 13** โดยที่สามารถดำเนินการปรับแก้วงจรเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพเหมาะสมที่สุดตามข้อแนะนำที่ระบุ **Figure 13** (ก) แสดงไดอะแกรม ZVS ที่สมบูรณ์แบบ ใน **Figure 13** (ข) VDS ไม่สามารถคายประจุทั้งหมดเป็น 0V ก่อนส่งสัญญาณควบคุม V_{GS} จึงขอแนะนำให้ลดค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กในหม้อแปลง เพิ่มช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้าขึ้นเล็กน้อย หรือเปลี่ยน MOSFET กำลังไฟฟ้าให้มี $R_{DS(ON)}$ สูงขึ้น ใน **Figure 13** (ค) MOSFET กำลังไฟฟ้าทำงานแบบ ZVS แต่กระแสเหนี่ยวนำไม่เพียงพอที่จะจ่ายไบอัสตรงให้บอดี้ไดโอด จึงขอแนะนำให้ลดช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้าลงเล็กน้อย ZVS เกิดขึ้นได้ใน **Figure 13** (ง) แต่ช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้าที่นานเกินไปทำให้ประสิทธิภาพลดลง จึงขอแนะนำให้ลดช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้าลง

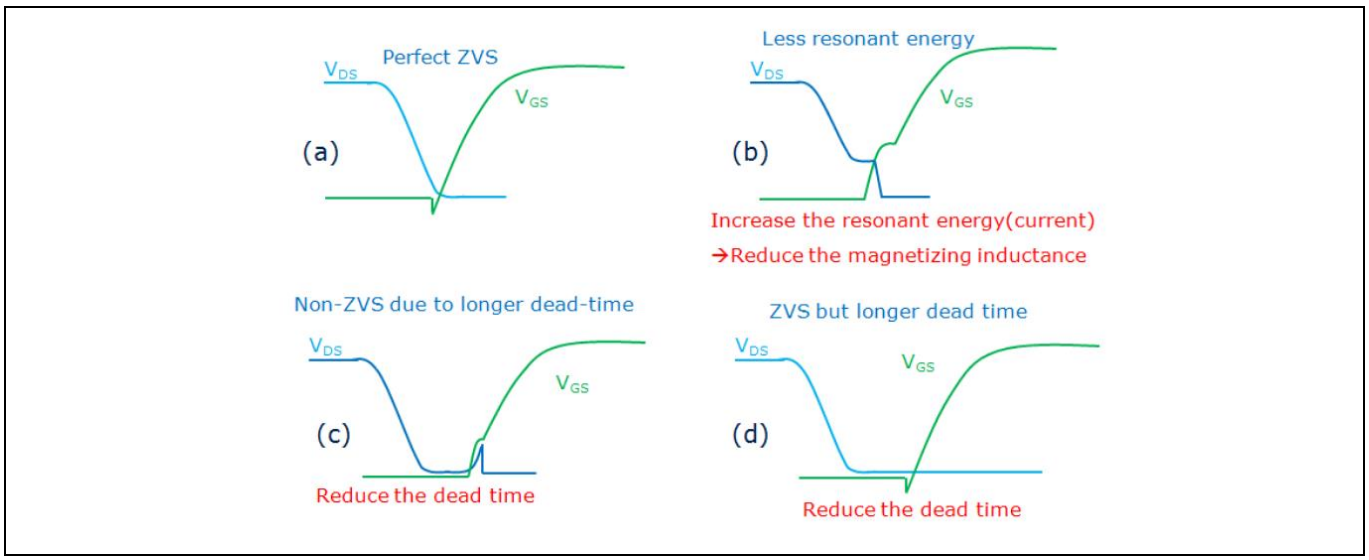


Figure 13 รูปคลื่นและโซลูชันสำหรับกำลังไฟฟ้า MOSFET แบบ ZVS

4.2 การออกแบบหม้อแปลงหลัก LLC

หลังจากยืนยันอัตราส่วนจำนวนรอบและความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงหลักแล้ว จะได้พารามิเตอร์การออกแบบของหม้อแปลงไฟฟ้า

เมื่อใช้รอบทุติยภูมิที่เลือก:

$$N_s = 6\ turns$$

การคำนวณรอบปฐมภูมิสามารถทำได้ดังต่อไปนี้

$$N_p = n * N_s = 38.7 \approx 40\ turns$$

เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้า Vcc สำหรับ ICL5102 จึงมีการใช้ขดลวดช่วย การคำนวณอัตราส่วนจำนวนรอบทำโดยที่ Vcc = 15V

$$n_a = \frac{N_p}{N_a} = \frac{V_{bus}}{2 * (V_{cc} + V_{F_D})} = 14.33$$

การคำนวณรอบช่วยสามารถทำได้ดังต่อไปนี้

$$N_a = \frac{N_p}{n_a} = 2.79 \approx 3\ turns$$

ตามกราฟค่าเกนต่อไปนี้ตามสภาวะโหลดต่าง ๆ จากเครื่องมือออกแบบ ICL5102 LLC
สามารถได้ความถี่การสวิตชิ่งต่ำสุดของคอนเวอร์เตอร์ LLC ที่ค่าเกนสูงสุดดังต่อไปนี้

$$f_{min} = 44.7\ kHz$$

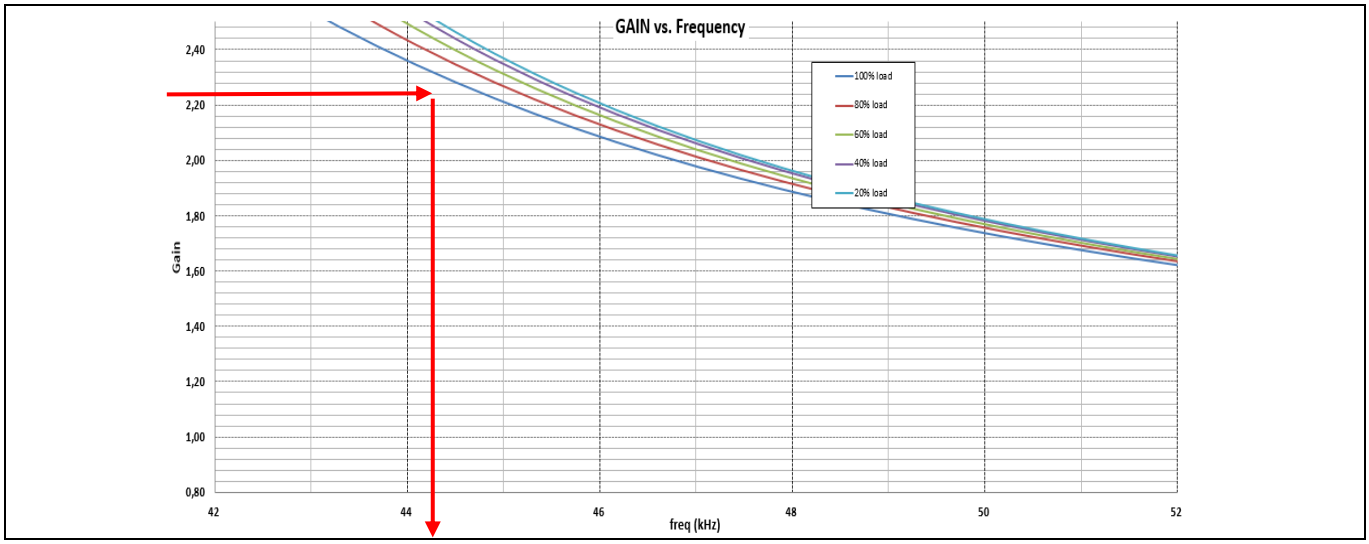


Figure 14 ค่าเกนเทียบกับความถี่สำหรับสภาวะโหลดต่าง ๆ

การคำนวณกระแส RMS ที่ด้านปฐมภูมิผ่านวงจรแทงก์เรโซแนนซ์สามารถทำได้ดังต่อไปนี้

$$I_{L_p_rms} = \frac{1}{\eta} * \sqrt{\left(\frac{\pi * I_{out_max}}{2 * \sqrt{2} * n}\right)^2 + \left(\frac{n * (V_{out_max} + 2 * V_{F_D})}{4 * \sqrt{2} * f_r * (L_p - L_r)}\right)^2} = 0.73\ A$$

การคำนวณกระแสค่ายอดด้านปฐมภูมิผ่านวงจรแทงก์เรโซแนนซ์สามารถทำได้ดังต่อไปนี้

$$I_{L_p_peak} = \sqrt{2} * I_{L_p_rms} = 1.03\ A$$

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W CC ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ภายนอก LLC สร้างโดยใช้ชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของ Würth หมายเลขชิ้นส่วน **750342805** เป็นตัวอย่างการออกแบบ เอกสารข้อกำหนดมีระบุอยู่ใน **Table 14**:

Table 14 พารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ 750342805 ของ Würth

พารามิเตอร์	ค่า	หน่วย
ความเหนี่ยวนำ	160	µH
ความต้านทาน DC	0.33	Ω
กระแสอิ่มตัว	3.5	A

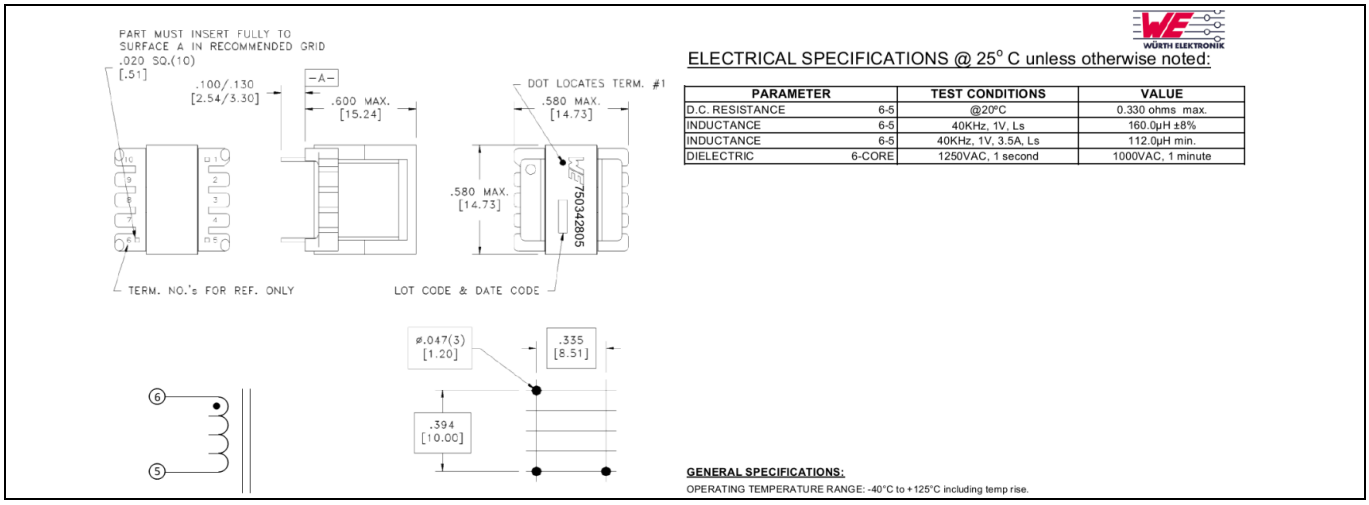


Figure 15 **ตัวเหนี่ยวนำ 750342805 ของ Würth**

หม้อแปลงหลัก LLC สร้างโดยใช้ชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของ Würth หมายเลขชิ้นส่วน **750342886** เป็นตัวอย่างการออกแบบ เอกสารข้อกำหนดมีระบุอยู่ใน **Table 15**:

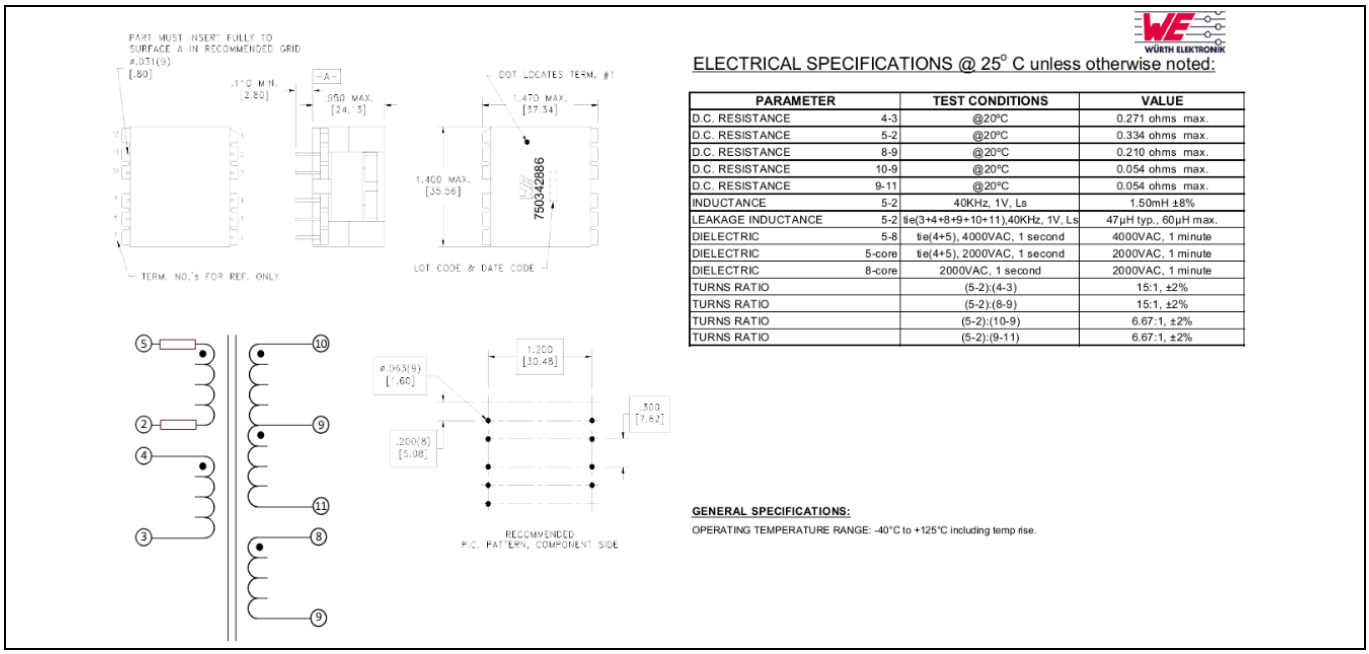


Figure 16 **ตัวเหนี่ยวนำ 750342886 ของ Würth**

Table 15 **พารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ 750342886 ของ Würth**

พารามิเตอร์	**ค่า**	**หน่วย**
ความเหนี่ยวนำหลัก	1500	µH
ความเหนี่ยวนำรั่วไหล	47	µH
อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s	6.67	-
อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_a	15	-
ขดลวดหลักปฐมภูมิของความต้านทาน DC	0.33	Ω
ขดลวดเอาต์พุตทุติยภูมิของความต้านทาน DC	0.054	Ω
กระแสอิ่มตัว	2	A

4.3 การเลือก MOSFET ปฐมภูมิแบบฮาล์ฟบริดจ์

การเลือก MOSFET กำลังไฟฟ้าปฐมภูมิแบบฮาล์ฟบริดจ์อยู่บนพื้นฐานของการพิจารณาแรงดันพังทลายระหว่างเดรนกับซอร์สและการสูญเสียกำลังไฟฟ้าเป็นหลัก

- แรงดันพังทลายระหว่างเดรนกับซอร์ส

ตามแรงดันบัสขณะทำงาน ควรเลือกแรงดันพังทลายดังต่อไปนี้

$$V_{(BR)DSS} > 1.2 * V_{bus_OVP1} = 594\ V$$

600V MOSFET เหมาะสำหรับการใช้งานกับการป้องกันเสิร์จที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น และควรเลือกแรงดันพังทลายที่สูงขึ้น

- การสูญเสียการนำไฟฟ้า

การสูญเสียนี้ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่และไม่ปรับตามความถี่อย่างเห็นได้ชัด โดยมีการคำนวณดังต่อไปนี้

$$P_{con_loss_MOS_HB} = \left(I_{L_p_rms}\right)^2 * R_{DS(ON)} = 0.21\ W$$

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W ใช้ 600V Infineon MOSFET IPD60R400CE สองรายการของตระกูล CE สำหรับด้านสูงและด้านต่ำ เมื่อใช้ $R_{DS(ON)}$ of 290mΩ จะมีการคำนวณการสูญเสียรวมสูงสุดของแต่ละ MOSFET ดังต่อไปนี้

$$P_{loss_MOS_HB_max} = 1.5 * P_{con_loss_MOS_PFC} = 0.315\ W$$

ค่าอุณหภูมิเพิ่มสูงสุดของแต่ละ MOSFET โดยไม่มีฮีตซิงก์คือ

$$\Delta T_{MOS_PFC_max} = R_{TH_JA} * P_{loss_MOS_HB_max} = 25.2\ °C$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับ HB MOSFET มีสรุปอยู่ใน **Table 16**:

Table 16 พารามิเตอร์การออกแบบ PFC MOSFET

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันพังทลาย	$V_{BR_DSS_HB}$	650	V
MOSFET เมื่อมีความต้านทาน	$R_{DS(ON)}$	400	mΩ
การสูญเสียการนำไฟฟ้าของ PFC MOSFET สูงสุด	$P_{loss_MOS_HB_con}$	0.315	W

4.4 การเลือกตัวต้านทานวัดกระแสด้านต่ำแบบฮาล์ฟบริดจ์

ตัวต้านทานวัดกระแสด้านต่ำเชื่อมต่อกับพิน ICL5102 LSCS และซอร์สของ MOSFET ด้านต่ำแบบ HB
เพื่อป้องกันคอนเวอร์เตอร์ HB จากกระแสเกิน
นอกจากนี้การป้องกันโหมดความจุและช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้าแบบปรับเองยังใช้กับฟังก์ชันการวัดกระแสที่พิน LSCS ด้วย

ตามเอกสารข้อมูล การป้องกันกระแสเกินมีสองระดับ
โดยสามารถคำนวณค่าตัวต้านทานวัดกระแสด้านต่ำได้ตามการป้องกันกระแสเกินระดับที่ 1 ดังต่อไปนี้

$$R_{LSCS} < \frac{V_{HB_OCP1_min}}{I_{L_p_peak}} = 0.71\ \Omega$$

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W ได้เลือก R_{LSCS} = 0.5 Ω
เพื่อให้ได้ค่าตัวต้านทานที่แม่นยำและลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้า จึงแยกตัวต้านทานวัดกระแสเป็นตัวต้านทานเชื่อมต่อแบบขนาน 1.2 Ω // 1.2 Ω // 1.5 Ω สามตัว

เพื่อให้มีฟังก์ชันการจำกัดกำลังไฟฟ้าในโหมดต่อเนื่อง (BM) ต้องมีตัวต้านทาน R_{PL} ระหว่างพิน LSCS กับตัวต้านทานวัดกระแสตามที่แสดงอยู่ใน **Figure 17**

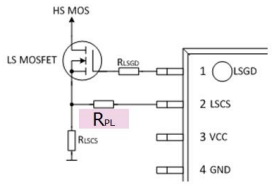


Figure 17 การจำกัดกำลังไฟฟ้าโหมดต่อเนื่อง ICL5102

ในโหมด BM ในระหว่างเฟสต่อเนื่อง ตัวควบคุม ICL5102 HB จะเปิดทำงานด้วยความถี่การสวิตชิ่งของ f_{HB_BM} และเพิ่มขึ้นอย่างคงที่เป็น f_{HB_max} เพื่อเริ่ม soft-on (ดู **เอกสารข้อมูล ICL5102**) หลังจาก soft-on ความถี่การสวิตชิ่งจะเพิ่มขึ้นต่อเนื่องเป็น f_{HB_PL} ซึ่งกำหนดโดยตัวต้านทาน R_{PL}

ตามที่แสดงอยู่ใน **Figure 18** ค่าเกณฑ์อ้างอิงที่สูงกว่า 0 จะถูกกำหนดโดยตัวต้านทาน R_{PL} ICL5102 จะรวมพื้นที่ด้านบนและด้านล่างค่าเกณฑ์ตามแรงดันไฟฟ้าที่พิน LSCS ความถี่การสวิตชิ่งแบบ HB จะปรับตัวเอง (โดยการเพิ่มและลด) จนได้ f_{HB_PL} เพื่อให้การรวมพื้นที่ B เท่ากับพื้นที่ A1 และพื้นที่ A2 การเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน R_{PL} ทำให้มีการกำหนดความถี่การสวิตชิ่ง f_{HB_PL} และถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าใน BM ค่าที่แนะนำของตัวต้านทาน R_{PL} อยู่ระหว่าง 200 Ω และ 1000 Ω

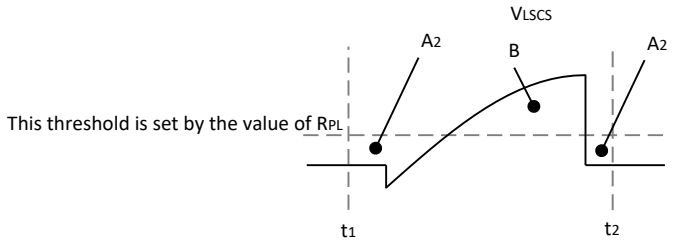


Figure 18 ค่าเกณฑ์ที่กำหนดโดย R_{PL} สำหรับการถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าใน BM

เพื่อกรองแรงดันไฟกระชากที่พิน LSCS เพื่อไม่ให้มีการทริกเกอร์การป้องกันกระแสเกินอย่างไม่ถูกต้อง ขอแนะนำให้ใช้ตัวกรองภายนอกที่ประกอบด้วย R_{PL} และตัวเก็บประจุขนาดเล็กของ pF และควรวางตัวเก็บประจุไว้ติดกับพิน LSCS

4.5 การเลือกไดโอดตัวเรียงกระแสทุติยภูมิแบบฮาล์ฟบริดจ์

การเลือกไดโอดตัวเรียงกระแสทุติยภูมิควรพิจารณาปัจจัยดังต่อไปนี้

- แรงดันพังทลายย้อนกลับ

เนื่องจากมีการใช้เครือข่ายตัวเรียงกระแสแบบฟูลบริดจ์ที่ด้านทุติยภูมิ ความเค้นของแรงดันไดโอดควรเท่ากับแรงดันเอาต์พุต อย่างไรก็ตาม เนื่องจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง LLC ไดโอดตัวเรียงกระแสอาจมีค่ายอดแรงดันไฟฟ้าสูงกว่ามาก จึงควรพิจารณาส่วนเผื่อของตัวประกอบ 2 ด้วย

$$V_{RRM_D_sec} > 2 * (V_{out_max} + V_{F_D_sec}) = 155\ V$$

- กระแส RMS สูงสุด

การคำนวณกระแส RMS ที่ไหลผ่านแต่ละไดโอดตัวเรียงกระแสทำได้ดังต่อไปนี้

$$I_{D_sec_rms_max} = \frac{\pi}{4} * I_{out_max} = 1.37\ A$$

การใช้ไดโอดที่มีพิกัดกระแสสูงจะช่วยให้กำลังไฟฟ้ามีประสิทธิภาพดี

- แรงดันตกคร่อม

เกี่ยวข้องกับประสิทธิภาพของกำลังไฟฟ้าโดยตรง จึงควรเลือกแรงดันตกคร่อมให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

- เวลาฟื้นตัวย้อนกลับ

เนื่องจากในบางครั้งไม่สามารถป้องกันการสับเปลี่ยนกระแสของไดโอดตัวเรียงกระแสได้ จึงควรเลือกไดโอดที่ฟื้นตัวได้เร็วเป็นพิเศษ

- การสูญเสียกำลังไฟฟ้า

การสูญเสียกำลังไฟฟ้าแบบเดียวที่ควรพิจารณาคือการสูญเสียการนำไฟฟ้า เมื่อใช้แรงดันตกคร่อมที่ 0.5V จะสามารถคำนวณการนำไฟฟ้าของไดโอดได้ดังต่อไปนี้

$$P_{loss_D_sec} = I_{D_sec_rms_max} * V_{F_D_sec} = 0.7\ \text{W}$$

- ลักษณะทางความร้อน

เมื่อใช้ความต้านทานความร้อนของไดโอดและอุณหภูมิแวดล้อม T_A จะสามารถคำนวณอุณหภูมิไดโอดตัวเรียงกระแสทุติยภูมิที่ไม่มีฮีตซิงก์ได้ดังต่อไปนี้

$$T_{D_sec} = P_{loss_D_sec} * R_{D_sec_TH_JA} + T_A$$

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับไดโอดเสริมที่ใช้ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W มีสรุปอยู่ใน **Table 17**:

Table 17 พารามิเตอร์การออกแบบไดโอดตัวเรียงกระแสทุติยภูมิ

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
แรงดันย้อนกลับสูงสุด	$V_{RRM_D_sec}$	200	V
กระแสตกคร่อมเฉลี่ยที่มีการเรียงกระแส	$I_{F_D_sec}$	18	A
แรงดันตกคร่อม	$V_{F_D_sec}$	0.7	V

4.6 ตัวเก็บประจุเอาต์พุตทุติยภูมิแบบฮาล์ฟบริดจ์

กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเอาต์พุตเป็นดังต่อไปนี้

$$I_{cap_sec_rms_max} = \sqrt{\left(\frac{\pi * I_{out_max}}{2 * \sqrt{2}}\right)^2 - I_{out_max}^2} = 0.84\ A$$

การกระเพื่อมของกระแสเอาต์พุตกำหนดเป็น 2% ของกระแสเอาต์พุตสูงสุด:

$$I_{out_ripple} = 2\% * I_{out_max} = 0.035\ A$$

การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตกำหนดเป็น 1% ของแรงดันเอาต์พุตสูงสุด:

$$V_{out_ripple} = 1\% * V_{out_max} = 0.76\ V$$

ความต้านทานอนุกรมแบบสมมูลของตัวเก็บประจุเอาต์พุตเป็นดังต่อไปนี้

$$ESR = \frac{V_{out_ripple}}{2 * I_{out_ripple}} = 0.22\ \Omega$$

ค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตจึงเป็นดังต่อไปนี้

$$C_{out} = \frac{1}{4 * \pi * f_{line} * \sqrt{\left(\frac{V_{out_ripple}}{I_{out_ripple}}\right)^2 - ESR^2}} = 80\ \mu F$$

ในบางครั้ง ไม่เป็นไปตามข้อกำหนดในการกระเพื่อมโดยมีตัวเก็บประจุเอาต์พุตเดียวได้เนื่องจากตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์มี ESR สูง จากนั้น สามารถใช้ระยะตัวกรอง LC (ตัวกรองหลัง) หรือตัวเก็บประจุแบบขนานเพิ่มขึ้น (เพื่อลด ESR)

เมื่อใช้ตัวกรองหลัง ให้ระมัดระวังอย่าให้ความถี่หักมุมต่ำเกินไป
ความถี่หักมุมที่ต่ำเกินไปอาจทำให้ระบบไม่เสถียรหรือจำกัดแบนด์วิธควบคุม
โดยทั่วไปจะมีการกำหนดความถี่หักมุมของตัวกรองหลังที่ประมาณ 1/10~1/5 ของความถี่การสวิตชิ่ง

พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่ใช้ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง 130 W มีสรุปอยู่ใน **Table 18**:

Table 18 พารามิเตอร์การออกแบบตัวเก็บประจุเอาต์พุต

พารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่า	หน่วย
พิกัดแรงดัน	$V_{out_C_sec}$	100	V
ความต้านทานอนุกรมแบบสมมูล	ESR	0.22	Ω
ตัวเก็บประจุเอาต์พุต	C_{out}	220//220	µF

4.7 การควบคุมเอาต์พุตแบบฮาล์ฟบริดจ์

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W การควบคุมเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ LLC
แบบฮาล์ฟบริดจ์ประกอบด้วยสามส่วน ได้แก่ การควบคุมกระแสคงที่ การควบคุมแรงดันคงที่ และการหรี่กระแสเอาต์พุต

- การควบคุมกระแสคงที่

ในการทำงานปกติ คอนเวอร์เตอร์ LLC มีกระแสเอาต์พุตคงที่ การควบคุมกระแสทำได้โดยใช้ตัวควบคุม PI
ตามตัวขยายสัญญาณการทำงาน LM358 ตามที่แสดงอยู่ใน **Figure 19**
การวัดกระแสเอาต์พุตทำผ่านตัวต้านทานขนานที่เชื่อมต่อแบบขนาน R50, R51 และ R52
ตัวต้านทานวัดกระแสเหล่านี้ต้องมีความแม่นยำสูงเพื่อให้ควบคุมกรแสไฟฟ้าได้อย่างแม่นยำ
การกำหนดกระแสอ้างอิงเอาต์พุตจะทำผ่านแรงดันที่มีการแบ่งจากแรงดันจ่ายหรือแรงดันไฟหรี่

- การหรี่กระแสเอาต์พุต

ตามการควบคุมกระแสคงที่ จะมีการใช้ดิมเมอร์ 1-10V และให้สัญญาณอ้างอิงกระแสสำหรับการควบคุมกระแสเอาต์พุต
ขดลวดช่วยทุติยภูมิที่มีตัวควบคุมเชิงเส้นได้รับการออกแบบมาเพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับวงจรไฟหรี่

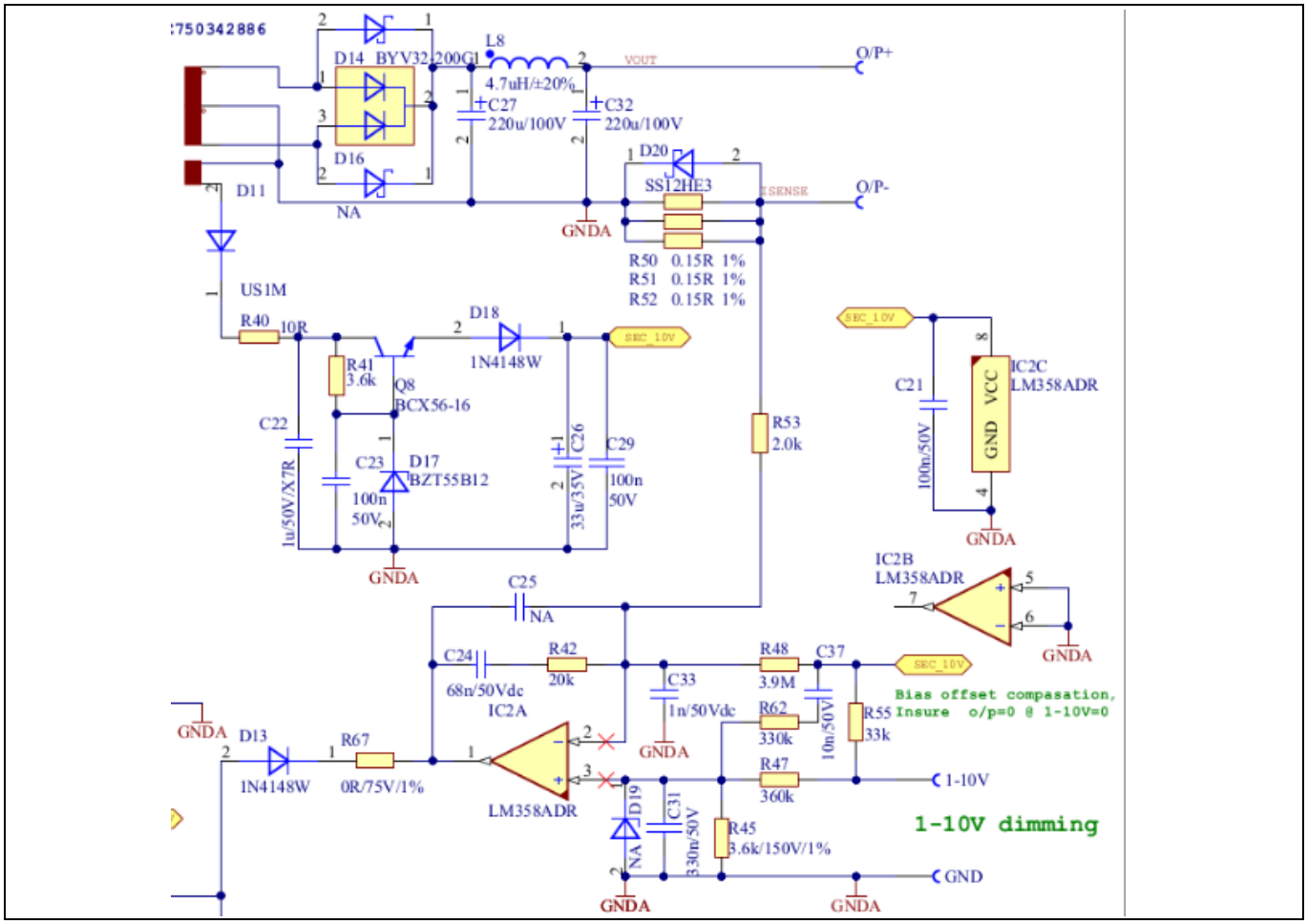


Figure 19 การควบคุมกระแสเอาต์พุตด้านทุติยภูมิ

- การควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่

นอกเหนือจากการควบคุมกระแส ยังใช้การควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่โดยใช้ TL431 เพื่อป้องกันไฟ LED ในสภาวะหรี่ถึงดับ เพื่อไม่ให้ชาร์จแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันตกคร่อมต่ำสุดของ LED ซึ่งมีแสดงอยู่ใน **Figure 20**:

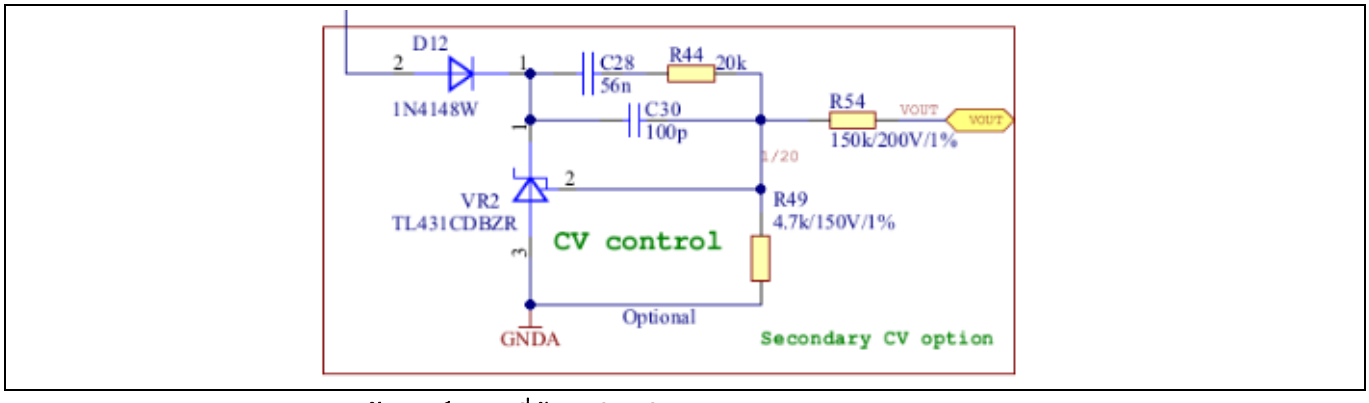


Figure 20 การควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่ด้านทุติยภูมิ

เมื่อดิมเมอร์ทำให้ไดรเวอร์ LED อยู่ในสภาวะหรี่ถึงดับ ตัวควบคุมกระแสคงที่จะถูกแทนที่โดยตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่ ICL5102 จะเข้าสู่โหมดต่อเนื่อง (BM) ตามการควบคุมแรงดันเอาต์พุต

4.8 การตั้งค่าความถี่

ในการปิดวงรอบการควบคุม
ต้องเชื่อมต่อสัญญาณป้อนกลับจากวงจรควบคุมกระแสด้านทุติยภูมิผ่านอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงกับ ICL5102

ในระหว่างการทำงานปกติ ตัวควบคุม ICL5102 HB จะใช้ CCO เพื่อระบุความถี่ในการสวิตชิ่ง ความถี่ในการสวิตชิ่งจะกำหนดโดยกระแส I_{RF} ที่ไหลออกจากพิน RF พิน RF จะรักษาแรงดันคงที่ V_{RF} = 2.5 V ไว้ แรงดันนี้พร้อมกับแรงดันที่พิน V_{BM} ตัวต้านทาน R_{BM} และ R_{RF} และอุปกรณ์เชื่อมต่อทางแสงจะกำหนดกระแสไหลออกของพิน RF ตามที่แสดงในสูตรต่อไปนี้และใน **Figure 21**:

$$I_{RF} = I_1 + I_2 = I_{BM} + I_{OP} + \frac{V_{RF}}{R_{RF}}$$

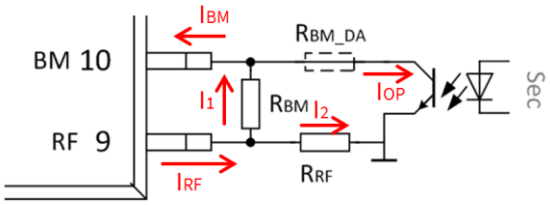


Figure 21 การกำหนดกระแสที่พิน ICL5102 RF

ในการกำหนดตัวต้านทาน R_{RF} และ R_{BM} สองตัว ต้องใช้ความถี่ต่ำสุดและสูงสุดในการสวิตชิ่งคอนเวอร์เตอร์ HB LLC

$$f_{min} = 41.6\ kHz$$

$$f_{max} = 260\ kHz$$

CCO ของตัวควบคุม ICL5102 HB จะถูกกำหนดเป็นเชิงเส้นโดยใช้อัตราสลูว์ C_{FC} ตามที่แสดงอยู่ใน **Figure 22**:

$$C_{FC} = 400\ KHz/mA$$

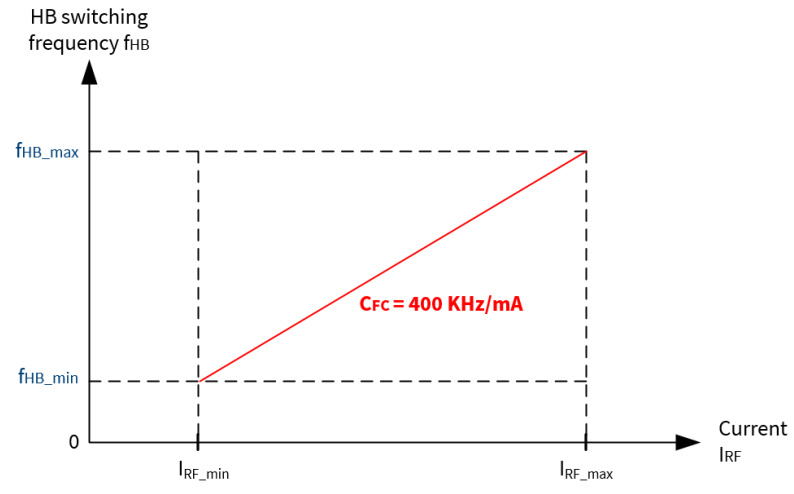


Figure 22 CCO ของ ICL5102 ในการทำงานปกติ

การคำนวณตัวต้านทานสองตัว R_{RF} and R_{BM} เป็นดังต่อไปนี้

$$R_{RF} = C_{FC} * \frac{15V}{7 * f_{min} - f_{max}} = 212.76\ k\Omega$$

$$R_{BM} = C_{FC} * \frac{1.5V}{f_{max} - f_{min}} = 2.71\ k\Omega$$

ทั้งนี้มีการเลือกค่าตัวต้านทานทั้งสองเพื่อไม่ให้การออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W เข้าสู่โหมดต่อเนื่อง (BM) เพื่อป้องกันไม่ให้ LED กะพริบ BM ใช้สำหรับสแตนด์บายในการทำงานแบบหรี่ถึงดับเท่านั้น

4.9 การป้องกันแรงดันสูงเกินเอาต์พุตปฐมภูมิ

ICL5102 ช่วยให้สามารถป้องกันแรงดันสูงเกินอย่างรวดเร็วบนด้านปฐมภูมิได้โดยการวัดแรงดันขดลวด ฟังก์ชันนี้จะทำงานโดยการเชื่อมต่อพิน OVPกับขดลวดช่วยของหม้อแปลง HB ตามที่แสดงอยู่ใน **Figure 23**:

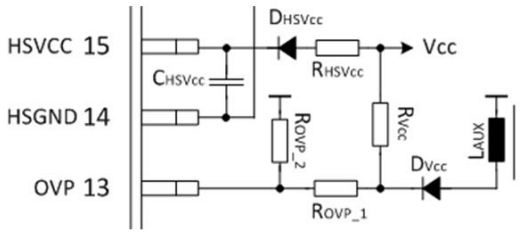


Figure 23 วงจรตรวจจับ OVP เอาต์พุตแบบ HB

หากต้องการทราบ R_{OVP_1} และ R_{OVP_2} สามารถใช้สูตรต่อไปนี้

$$\frac{R_{OVP_2}}{R_{OVP_1}} = \frac{V_{OVP_ref}}{V_{out_OVP} * \frac{n}{n_a} - V_{F_D_Vcc} - V_{OVP_ref}}$$

หากกำหนดระดับแรงดันเอาต์พุตปฐมภูมิเท่ากับ 90V จะได้อัตราส่วนตัวแบ่งดังต่อไปนี้

$$\frac{R_{OVP_2}}{R_{OVP_1}} = 15$$

5 การจ่ายไฟสำหรับ ICL5102

การจ่ายไฟสำหรับตัวควบคุม ICL5102 มาจากตัวเก็บประจุที่เชื่อมต่อกับพิน Vcc ขอแนะนำเป็นอย่างยิ่งให้ใช้ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์และตัวเก็บประจุเซรามิกเชื่อมต่อแบบขนานเป็นตัวเก็บประจุ Vcc ตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลต์เหมาะสำหรับจัดเก็บประจุเพราะมีความจุไฟฟ้าสูง แต่มีลักษณะการเชื่อมต่อ AC ที่ไม่ดี ในทางกลับกัน ตัวเก็บประจุเซรามิกจะมีการตัดการเชื่อมต่อ AC ที่ยอดเยี่ยมแต่มีการลดพิกัดความจุไฟฟ้าเป็นอย่างมากตามแรงดันไฟฟ้าและอุณหภูมิ

โดยสามารถชาร์จตัวเก็บประจุ Vcc ได้โดยวงจรสตาร์ทอัปแรงดันสูง ขดลวดช่วย PFC หรือขดลวดช่วย HB ตามข้อกำหนดและเงื่อนไขที่ต่างกัน โดยจะมีการอธิบายในส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

5.1 การเปิดเครื่อง

ในการเริ่มต้นครั้งแรก หลังจากใช้อินพุต AC ต้องชาร์จตัวเก็บประจุ Vcc ด้วยวงจรสตาร์ทอัปแรงดันสูงก่อนที่ Vcc จะถึงค่าเกณฑ์ การออกแบบวงจรสตาร์ทอัปสามารถทำได้ตามที่อธิบายไว้ใน **Figure 24**:

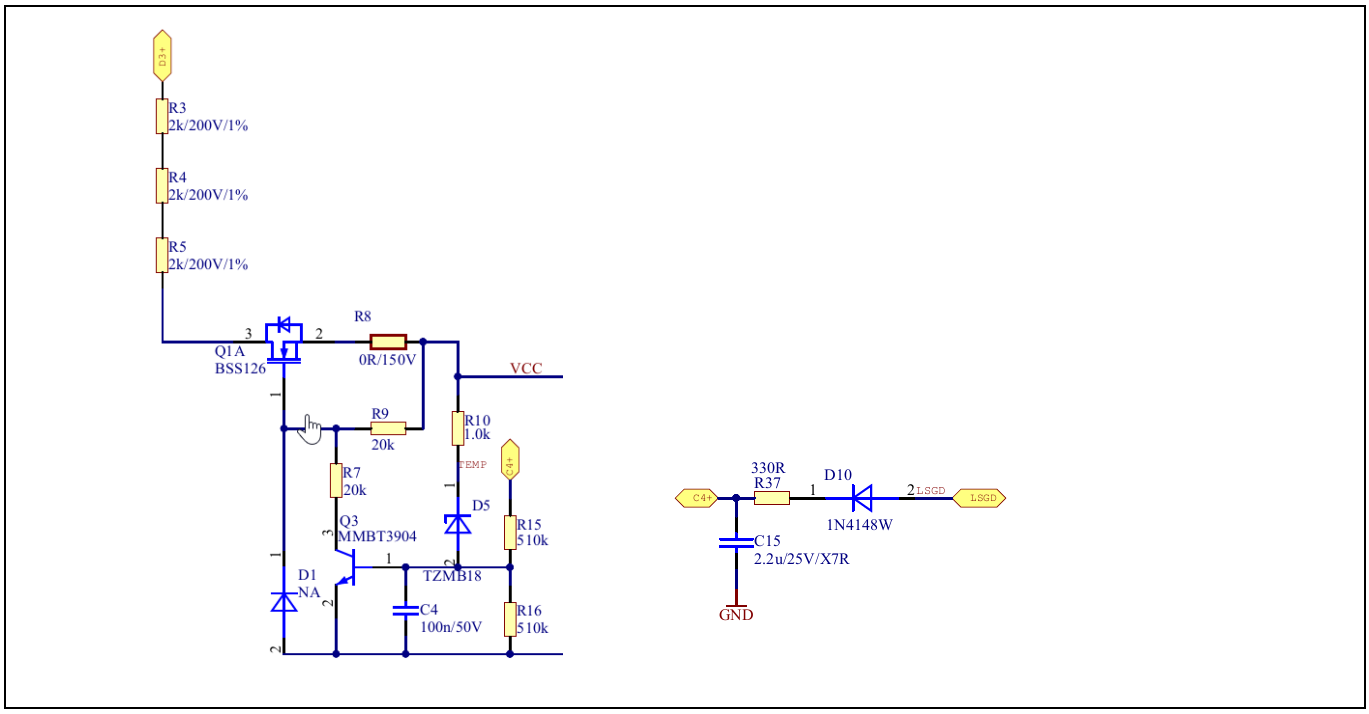


Figure 24 การจ่ายกำลังไฟฟ้า Vcc จากวงจรสตาร์ทอัป

วงจรสตาร์ทอัปเชื่อมต่อกับอินพุต AC ที่มีการเรียงกระแสหลังจากตัวเรียงกระแสแบบบริดจ์ผ่านตัวต้านทานจำกัดกระแส R3, R4 และ R5 โดยจะใช้ MOSFET BSS126 แบบดีพลีชันเพื่อให้เกิดการชาร์จ Vcc โดยอัตโนมัติตราบใดที่ Vcc อยู่ในค่าเกณฑ์ตามกการออกแบบของลูกค้า

กระแสชาร์จที่จำกัดโดยตัวต้านทาน R3, R4 และ R5 จะขึ้นอยู่กับระยะเวลาก่อนติดสว่างจากข้อกำหนดของระบบไดรเวอร์ LED สมมติว่าระยะเวลาก่อนติดสว่างที่กำหนดเท่ากับ 500 ms ตัวต้านทาน Vcc เท่ากับ 220 uF เวลาสตาร์ทอัป PFC และ HB เท่ากับ 50 ms สำหรับแต่ละครั้ง จะสามารถคำนวณกระแสชาร์จต่ำสุดได้ดังต่อไปนี้

$$I_{Vcc_charge_min} = C_{Vcc} * \frac{V_{Vcc_on_max}}{t_{time_to_light} - t_{PFC_start} - t_{HB_start}} = 12.2\ mA$$

เพื่อให้ได้กระแสชาร์จนี้ที่ไลน์อินพุตต่ำ เพื่อให้ระยะเวลาก่อนติดสว่างน้อยกว่า 500 ms จะมีการคำนวณค่าตัวต้านทานจำกัดกระแสดังต่อไปนี้

$$R_{HV} = \frac{\sqrt{2}\ * V_{in_min_rms}}{I_{Vcc_charge_min}} = 10\ \text{k}\Omega$$

และกระแสชาร์จสูงสุดที่ไลน์อินพุตสูงจะเท่ากับ

$$I_{Vcc_charge_max} = \frac{\sqrt{2} * V_{in_max_rms}}{R_{HV}} = 43\ mA$$

ขอแนะนำเป็นอย่างยิ่งให้แยก R_{HV} เป็นตัวต้านทานเชื่อมต่อแบบอนุกรมสามตัวคือ R3, R4 และ R5 เพื่อลดความเค้นกำลังไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าของตัวต้านทานจำกัดกระแสแต่ละตัว

5.2 การจ่ายกำลังไฟฟ้าในระหว่างการทำงาน

หลังจากที่ถึงค่าเกณฑ์ Vcc แล้ว ICL5102 จะเริ่มระยะ PFC ก่อนเพื่อเสริมแรงดันบัสเป็น V_{bus} = 450 V และจากนั้น ระยะ HB จะเริ่มทำงาน หากไม่มีการจ่ายกำลังไฟฟ้า Vcc จากขดลวดช่วย PFC ที่ได้รับการออกแบบมา วงจรสตาร์ทอัปแรงดันสูง Vcc ควรหยุดทำงานอย่างช้าที่สุดเมื่อ HB เริ่มทำงาน และขดลวดช่วย HB จะรับช่วงการชาร์จตัวเก็บประจุ Vcc ต่อ ทั้งนี้ สามารถปิดใช้งานวงจรสตาร์ทอัปได้ด้วยระดับแรงดัน Vcc บางระดับ หรือโดยการสวิตชิ่งเกตตัวล่าง HB ตามที่แสดงอยู่ใน **Figure 24**

ขอแนะนำให้ควบคุมแรงดัน Vcc ไม่ให้สูงกว่า 16V เพื่อลดการใช้กำลังไฟฟ้าโดย ICL5102 และหลีกเลี่ยงอุณหภูมิสูงเกิน วงจรอ้างอิงที่ใช้ตัวควบคุมเชิงเส้นสำหรับวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้า Vcc มีแสดงอยู่ใน **Figure 25** ด้านล่าง:

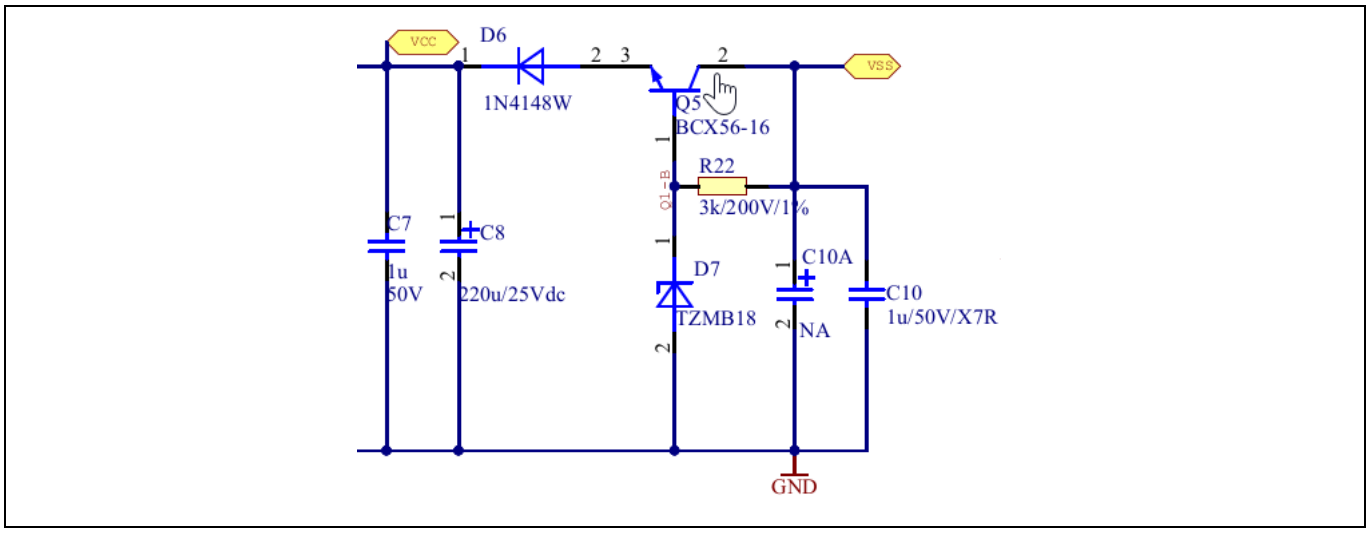


Figure 25 ตัวควบคุมเชิงเส้นสำหรับการจ่ายกำลังไฟฟ้า Vcc

5.3 การจ่ายกำลังไฟฟ้าไดรเวอร์ตัวบน

การแยกและการจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับตัวบนจะทำผ่านวงจร Bootstrap เนื่องจากกราวด์แบบลอยของไดรเวอร์เกตตัวบนของ ICL5102 ซึ่งมีแสดงอยู่ใน **Figure 26** ต่อไปนี้

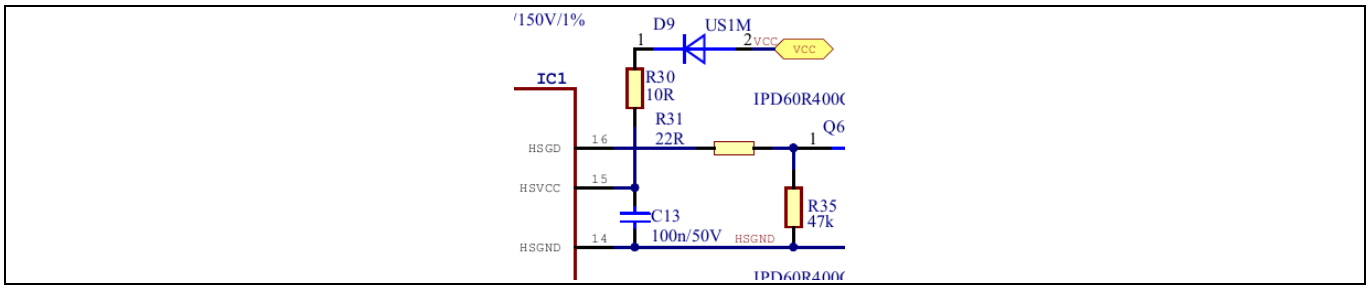


Figure 26 วงจร Bootstrap สำหรับการจ่ายกำลังไฟฟ้าตัวบน

เพื่อปรับลักษณะการสวิตชิ่ง HB ให้เหมาะสมที่สุดในระหว่างการสตาร์ทอัปและการทำงานในโหมดต่อเนื่อง จึงมีการกำหนดเป้าหมายให้ตัวเก็บประจุ HSVcc ถึงค่าเกณฑ์การทำงานภายในพัลส์เกตตัวล่างตัวแรก การคำนวณความจุไฟฟ้าสามารถทำได้ดังต่อไปนี้

การจ่ายไฟสำหรับ ICL5102

$$C_{HSVcc} < -\frac{0.5 * T_{HB_switching} + t_{dead_time}}{ln(1 - \frac{V_{HSVcc_on}}{V_{cc} - V_{D_BS}}) * R_{HSVcc}}$$

สมมติว่าความถี่ซอฟต์สตาร์ท HB เริ่มด้วย 300 Khz โดยมีช่วงเวลาไม่มีไฟฟ้าเท่ากับ 500 ns ค่าเกณฑ์การทำงานของ Vcc ตัวบนเท่ากับ 11V สูงสุด Vcc เท่ากับ 15V แรงดันตกคร่อมไดโอด Bootstrap เท่ากับ 0.7V ตัวต้านทานจำกัดกระแสเท่ากับ 10 Ω ค่าตัวเก็บประจุจะเท่ากับ:

$$C_{HSVcc} < 120nF$$

ในการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W ได้เลือกตัวเก็บประจุ 100nF

ไดโอดในวงจร Bootstrap ต้องเท่ากับแรงดันไฟฟ้าสูง 600V ตามระดับแรงดันบัส
ความเร็วในการฟื้นตัวย้อนกลับต้องเร็วเป็นพิเศษ

5.4 ข้อพิจารณาอื่น ๆ สำหรับการจ่ายกำลังไฟฟ้า ICL5102

ในสภาวะหรี่ถึงดับ ICL5102 จะทำงานในโหมดต่อเนื่อง เพื่อให้มั่นใจว่ามีการจ่ายไฟสำหรับ ICL5102 เพื่อให้ Vcc ไม่ตกลงต่ำกว่าค่าเกณฑ์ UVLO ต้องพิจารณาขดลวดช่วยอื่น ๆ สำหรับการจ่ายกำลังไฟฟ้า อย่างเช่น PFC หรือขดลวดช่วยตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ภายนอกด้วย

6 การป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน

ICL5102 ป้องกันอุณหภูมิสูงเกินผ่านเซ็นเซอร์อุณหภูมิ NTC ที่พิน OTP กระแสซอร์สที่มาจากพิน OTP เท่ากับ I_{OTP} = 100 uA กระแสไฟฟ้าจะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกที่เซ็นเซอร์ NTC ที่เชื่อมต่อ เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่พิน OTP ลดลงต่ำกว่า V_{OTP_off} = 625 mV นานกว่าช่วงเวลาว่าง $t_{OTP_blanking}$ = 620 us ในการทำงานปกติ ทั้งระยะ PFC และ HB จะหยุดการสวิตชิ่ง และ ICL5102HV จะเข้าสู่การรีสตาร์ทอัตโนมัติ การทำงานของ PFC และ HB จะกลับคืนหลังจากแรงดันไฟฟ้าที่พิน OTP สูงกว่า V_{OTP_start} = 703 mV เป็นเวลานานกว่า $t_{OTP_blanking}$ ซึ่งมีแสดงอยู่ใน **Figure 27**:

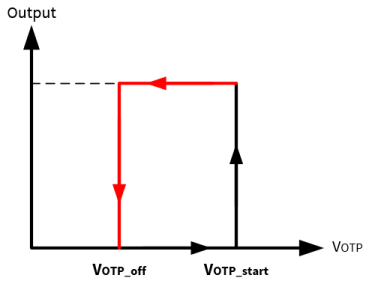


Figure 27 การป้องกันอุณหภูมิสูงเกินภายนอก

เพื่อทริกเกอร์ค่าเกณฑ์การป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน NTC ที่เชื่อมต่อควรมีค่าตัวต้านทานเท่ากับ:

$$R_{OTP_off_min} = \frac{V_{OTP_off_min}}{I_{OTP_max}} = 5.6\ \text{k}\Omega$$

เพื่อคืนสภาพจากการป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน NTC ที่เชื่อมต่อควรมีค่าตัวต้านทานเท่ากับ:

$$R_{OTP_start_max} = \frac{V_{OTP_start_max}}{I_{OTP_min}} = 7.8\ \text{k}\Omega$$

เมื่อใช้ค่าที่คำนวณ จะเปรียบเทียบเซ็นเซอร์อุณหภูมิ NTC ของซีรีส์ EPCOS 8507 ตามตัวอย่างใน **Figure 28** ด้านล่าง:

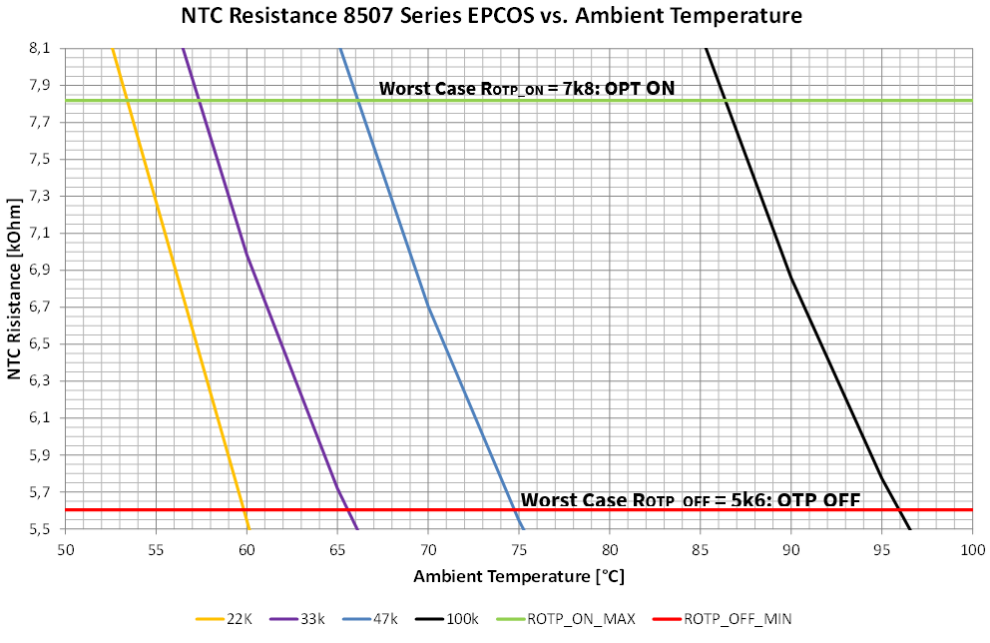


Figure 28 ลักษณะของซีรีส์ EPCPS NTC 8507

ตามลักษณะแล้ว 100 kΩ NTC เหมาะและได้รับการเลือกสำหรับการออกแบบที่ใช้อ้างอิง ICL5102 130W

การป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน

นอกจากนี้ เพื่อปรับเปลี่ยนกราฟตัวต้านทานตามข้อกำหนดต่าง ๆ จึงมีการเพิ่มตัวต้านทานแบบอนุกรมและแบบขนานเข้าไปใน NTC **Figure 29** แสดงตัวอย่างวิธีการปรับเปลี่ยนลักษณะของ NTC:

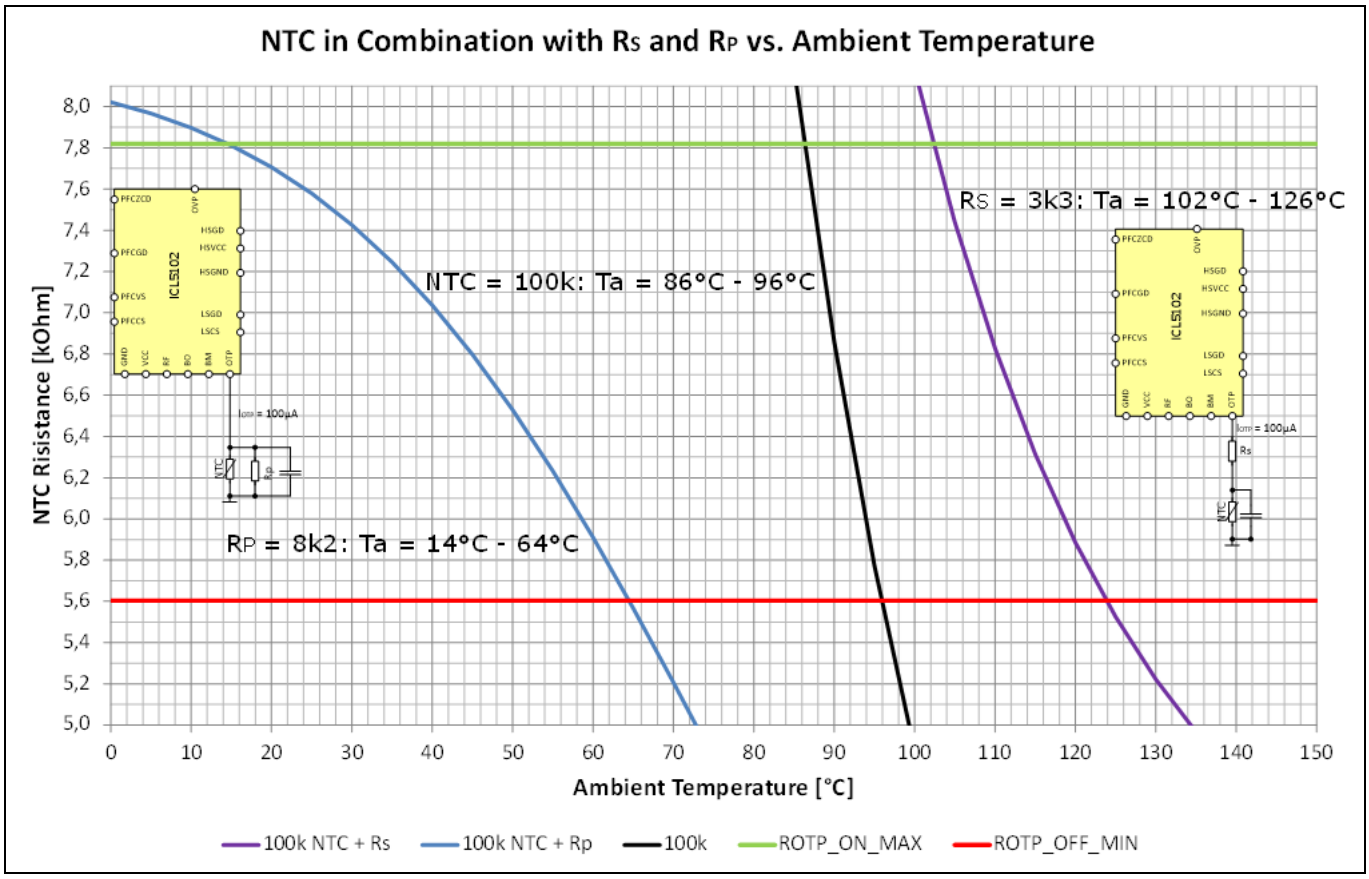


Figure 29 ลักษณะของซีรีส์ EPCPS NTC 8507 ที่มีการปรับเปลี่ยน

ขอแนะนำให้วางตัวเก็บประจุเซรามิกคุณภาพดีไว้ใกล้กับพิน OTP เพื่อป้องกันการป้องกัน OTP ที่มีการทริกเกอร์พลาดจากเสียงรบกวน

เพื่อปิดใช้งาน OTP ภายนอก สามารถเพิ่มตัวต้านทาน 20 kΩ ที่พิน OTP แทน NTC ได้เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าที่สูงกว่า V_{OTP_start} = 703 mV อยู่เสมอ

7 แผนผังการทำงานของ ICL5102

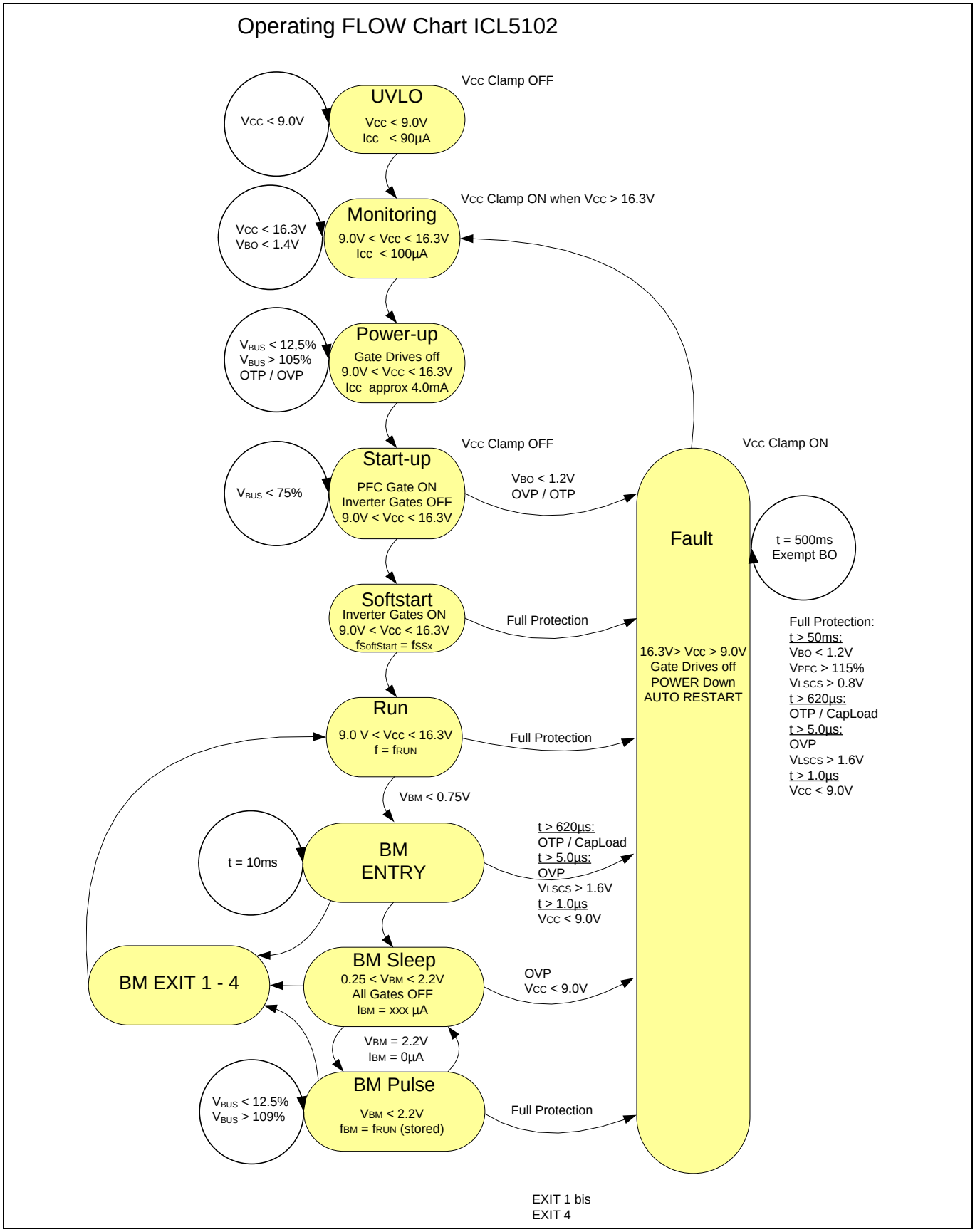


Figure 30 แผนผังการทำงานของ ICL5102

8 คุณสมบัติในการป้องกัน

คุณสมบัติในการป้องกันของ ICL5102 ทั้งหมด มีสรุปไว้ในเมทริกซ์กระแสลัดวงจรดังต่อไปนี้

Table 19 เมทริกซ์ของกระแสลัดวงจร ICL5102

รายละเอียดของกระแสลัดวงจร	ลักษณะของกระแสลัดวงจร			โหมดการทำงานเปิดใช้งานการตรวจจับ							ผลลัพธ์
	การระบุกระแสลัดวงจร	การดำเนินการ	ระยะเวลาที่เกิดขึ้นต่ำสุด	การติดตามตรวจสอบ	การเปิดเครื่อง	การเริ่มทำงาน	ซอฟต์สตาร์ท	โหมด Rune	พัลส์ต่อเนื่อง	พักต่อเนื่อง	การตอบสนอง
แรงดันจ่าย V_{CC} < 16.0V ก่อนเปิดเครื่อง	ต่ำกว่าค่าเกณฑ์การเปิดทำงาน	W	1µs	X							ป้องกันการเปิดเครื่อง
แรงดันจ่าย Vcc < 9.0V หลังจากเปิดเครื่อง	ต่ำกว่าค่าเกณฑ์ UVLO	A	1µs	X	X	X	X	X	X	X	ปิดเครื่อง รีสตาร์ทอัตโนมัติ
การตรวจจับระดับแรงดันไฟออก V_{BO} < 1.2V	BO	A	50ms			X	X	X	X		ปิดเครื่อง รีสตาร์ทอัตโนมัติเมื่อ V_{BO} > 1.4V
การควบคุมระดับแรงดันไฟเข้า V_{BO} < 1.4V	BI	W	1µs	X							ป้องกันการเปิดเครื่อง
การตรวจจับอุณหภูมิสูงเกิน V_{OTP1} < 703mV	OTP	W	620µs		X						ป้องกันการเปิดเครื่อง
การตรวจจับอุณหภูมิสูงเกิน V_{OTP2} < 625mV	OTP	A	620µs			X	X	X	X		ปิดเครื่อง รีสตาร์ทอัตโนมัติเมื่อ V_{OTP} > 703mV
แรงดันบัส < 12.5% ของระดับพิกัด	การตรวจจับวงรอบเปิด	W	1µs		X						ปิดไดรฟ์เกตทั้งหมด รีสตาร์ทเมื่อ V_{BUS} > 12.5%
แรงดันบัส < 12.5% ของระดับพิกัด	การตรวจจับวงรอบเปิด	W	1µs			X	X	X	X		หยุด PFC FET รีสตาร์ทเมื่อ V_{BUS} > 12.5%
แรงดันบัส < 75% ของระดับพิกัด	PFC แรงดันต่ำเกิน	W	1µs			X					ป้องกันการสตาร์ทอัปจนกว่า V_{BUS} > 75% ปิดไดรฟ์เกต HB ทั้งหมด
แรงดันบัส > 105% ของระดับพิกัด	PFC แรงดันสูงเกิน	W	5µs		X						ปิดไดรฟ์เกตทั้งหมด รีสตาร์ทอัตโนมัติหลังจาก V_{BUS} < 105%
แรงดันบัส > 109% ของระดับพิกัด	PFC แรงดันสูงเกิน	W	5µs			X	X	X	X		หยุด PFC FET รีสตาร์ทเมื่อ V_{BUS} < 105%
แรงดันบัส > 115% ของระดับพิกัด	อินเวอร์เตอร์แรงดันสูงเกิน	A	50ms				X	X	X		ปิดเครื่อง รีสตาร์ทอัตโนมัติ
เอาต์พุตแรงดันสูงเกิน V_{OVP} > 2.5V	OVP	W	5µs		X						ป้องกันการเปิดเครื่อง
เอาต์พุตแรงดันสูงเกิน V_{OVP} > 2.5V	OVP	A	5µs			X	X	X	X	X	หยุด FET “ทั้งหมด” รีสตาร์ทเมื่อ V_{OVP} < 2.5V
การทำงานของโหลดความจุไฟฟ้าต่ำกว่าเรโซแนนซ์	โหลดความจุไฟฟ้า	A	620µs				X	X	X		ปิดเครื่อง รีสตาร์ทอัตโนมัติ

คุณสมบัติในการป้องกัน

รายละเอียดของกระแสลัดวงจร	**ลักษณะของกระแสลัดวงจร**			**โหมดการทำงาน เปิดใช้งานการตรวจจับ**							**ผลลัพธ์**
การควบคุมโหลดความจุไฟฟ้า	การควบคุมโหลดความจุไฟฟ้า	N	1/2 รอบ				X	X			เพิ่มความถี่ HB
N = จัดการในระหว่างการทำงานปกติ	W = รอขณะเกิดสภาวะ										A = รีสตาร์ทอัตโนมัติ
	การระบุกระแสลัดวงจร	การดำเนินการ	ระยะเวลาที่เกิดขึ้นต่ำสุด	การติดตามตรวจสอบ	การเปิดเครื่อง	การเริ่มทำงาน	ซอฟต์สตาร์ท	โหมด Rune	พัลส์ต่อเนื่อง	พักต่อเนื่อง	การตอบสนอง
แรงดันไฟฟ้าที่พิน PFCCS V_{PFCCS} > 1.0V	PFC กระแสเกินต่อเนื่อง	N	200ns			X	X	X	X		หยุดการทำงานของ PFC FET ทันที
แรงดันไฟฟ้าที่พิน LSCS V_{LSCS} > 0.8V	การควบคุมกระแสเกิน	N	1/2 รอบ				X	X	X		เพิ่มความถี่ HB
แรงดันไฟฟ้าที่พิน LSCS V_{LSCS} > 0.8V	การปิดเครื่องเนื่องจากกระแสเกิน	A	50ms				X	X			ปิดเครื่อง รีสตาร์ทอัตโนมัติ
แรงดันไฟฟ้าที่พิน LSCS V_{LSCS} > 1.6V	อินเวอร์เตอร์กระแสเกิน	A	500ns				X	X	X		ปิดเครื่อง รีสตาร์ทอัตโนมัติ
N = จัดการในระหว่างการทำงานปกติ	W = รอขณะเกิดสภาวะ										A = รีสตาร์ทอัตโนมัติ

[1] เอกสารข้อมูล ICL5102

คุณสมบัติในการป้องกัน

[2] รายงานทางวิศวกรรมเกี่ยวกับบอร์ดอ้างอิง ICL5102 130W

[3] เครื่องมือการออกแบบ ICL5102 LLC

[4] การเลือก MOSFET ด้านปฐมภูมิสำหรับโทโพโลยี LLC หมายเหตุการใช้งาน Infineon Technologies

ประวัติการปรับปรุงข้อมูล

เวอร์ชันเอกสาร	วันที่ออก	รายละเอียดการเปลี่ยนแปลง
1.0	2019-02-26	ออกเอกสารครั้งแรก

เครื่องหมายการค้า
ชื่อและเครื่องหมายการค้าของผลิตภัณฑ์และบริการที่อ้างอิงถึงทั้งหมดเป็นกรรมสิทธิ์ของเจ้าของที่เกี่ยวข้อง

ฉบับวันที่ 2019-02-26
เผยแพร่โดย
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Germany

© 2020 Infineon Technologies AG
สงวนลิขสิทธิ์

คุณมีคำถามเกี่ยวกับเอกสารฉบับนี้หรือไม่
อีเมล: erratum@infineon.com

เอกสารอ้างอิง

DG_1711_PL39_1712_143020

หมายเหตุสำคัญ
ข้อมูลในหมายเหตุการใช้งานที่ให้ไว้เป็นข้อแนะนำสำหรับการใช้งานผลิตภัณฑ์เท่านั้น
และไม่ถือเป็นรายละเอียดการรับประกันฟังก์ชันการทำงาน สภาพหรือคุณภาพของผลิตภัณฑ์ ไม่ว่ากรณีใดๆ
ก่อนใช้งานผลิตภัณฑ์
ผู้ได้รับหมายเหตุการใช้งานนี้ต้องตรวจสอบยืนยันฟังก์ชันใดๆ และข้อมูลทางเทคนิคอื่นๆ
ที่ระบุในเอกสารฉบับนี้สำหรับการใช้งานจริง Infineon Technologies
ขอสงวนสิทธิ์ในการรับประกันและความเชื่อถือได้ทั้งหมดในทุกกรณี
(ซึ่งรวมถึงการรับประกันโดยไม่มีข้อจำกัดในการไม่ละเมิดสิทธิ์ในทรัพย์สินทางปัญญาของบุคคลที่สามใดๆ)
ในส่วนของข้อมูลใดๆ
และทั้งหมดที่ระบุในหมายเหตุการใช้งานนี้

ข้อมูลที่อยู่ในเอกสารฉบับนี้ใช้เพื่อเป็นข้อมูลสำหรับพนักงานที่ผ่านการฝึกอบรมทางเทคนิคมาโดยเฉพาะ
ฝ่ายงานเทคนิคของลูกค้ามีหน้าที่รับผิดชอบในการประเมินความเหมาะสมของผลิตภัณฑ์สำหรับวัตถุประสงค์การใช้งานและความสมบูรณ์ของข้อมูลผลิตภัณฑ์ที่ระบุในเอกสารฉบับนี้ในส่วนที่เกี่ยวข้องกับการใช้งาน

สำหรับข้อมูลเพิ่มเติมเกี่ยวกับผลิตภัณฑ์ เทคโนโลยี
ข้อกำหนดในการส่งมอบ และราคา โปรดติดต่อสำนักงาน
Infineon Technologies
ที่ใกล้ที่สุด (**www.infineon.com**)

คำเตือน
เนื่องด้วยข้อกำหนดทางเทคนิค
ผลิตภัณฑ์อาจมีส่วนประกอบที่เป็นอันตราย
สำหรับข้อมูลเกี่ยวกับประเภทที่กล่าวถึง
โปรดติดต่อสำนักงาน Infineon Technologies ที่ใกล้ที่สุด

ห้ามใช้ผลิตภัณฑ์ของ Infineon Technologies
ในการใช้งานใดๆ
ที่สามารถคาดการณ์ได้ตามสมควรว่าข้อบกพร่องของผลิตภัณฑ์หรือผลที่ตามมาใดๆ
จากการใช้งานผลิตภัณฑ์อาจทำให้เกิดการบาดเจ็บ ยกเว้น
Infineon Technologies
ได้มีการอนุมัติอย่างชัดแจ้งโดยมีเอกสารเป็นลายลักษณ์อักษรที่ลงนามโดยตัวแทนของ Infineon Technologies