Hướng dẫn thiết kế trình điều khiển LED hai giai đoạn PFC + LLC sử dụng ICL5102

Hướng dẫn thiết kế

Phiên bản 1.0

Khái quát về hướng dẫn thiết kế

Phạm vi và mục đích

Hướng dẫn thiết kế này mô tả các quy trình thiết kế trình điều khiển LED driver ngoại tuyến hai giai đoạn PFC+LLC sử dụng từng bước ICL5102 dựa trên bảng ICL5102 có dòng điện không đổi (CC) 130 W.

Độc giả hướng đến

Hướng dẫn thiết kế này hướng đến những ai cần thiết kế trình LED driver ngoại tuyến AC-DC với ICL5102 để điều khiển hai giai đoạn PFC+LLC.

Mục lục

Khái quát về hướng dẫn thiết kế **1**
Mục lục **1**
1 Giới thiệu **3**
1.1 Điểm nổi bật của sản phẩm 3
1.2 Đặc điểm thiết kế 3
1.3 Ứng dụng mục tiêu 3
1.4 Cấu hình và mô tả pin 4
2 Tiêu chuẩn kỹ thuật thiết kế **6**
2.1 Tiêu chuẩn kỹ thuật hệ thống của Thiết kế Tham khảo PFC+LLC 130 W cho các Ứng dụng Chiếu sáng LED 6
2.2 Sơ đồ mạch 7
3 Thiết kế Bộ chuyển đổi Tăng áp PFC **8**
3.1 Cuộn cảm tăng áp PFC chính 8
3.2 Bộ chỉnh lưu kiểu cầu đầu vào 11
3.3 Đi-ốt Tăng áp PFC 12
3.3.1 MOSFET Công suất PFC 13
3.3.2 Cảm biến Dòng PFC 15
3.3.3 Cảm biến Điện áp Bus PFC 15
3.3.4 Tụ Đầu ra PFC 16
3.3.5 Cảm biến Điện áp Đầu vào và Đầy nguồn/Yếu nguồn 17
3.3.6 Tối ưu hóa THD 18
4 Thiết kế Bộ chuyển đổi Cộng hưởng LLC HB **20**
4.1 Thiết kế Bể Cộng hưởng LLC 20
4.1.1 Tỷ số vòng quấn Máy biến áp 20
4.1.2 Lợi suất Bể Cộng hưởng LLC 21
4.1.3 Chọn giá trị m 21
4.1.4 Chọn giá trị hệ số chất lượng lớn nhất Q_{max} 21

4.1.5 Điện trở Phản xạ tương đương R_{ac} 22
4.1.6 Tính toán Bể Cộng hưởng LLC 23
4.1.7 Kiểm nghiệm Thông số Bể Cộng hưởng LLC 23
4.1.8 Đạt được chuyển mạch Điện áp Về 0 (ZVS) của Bộ chuyển đổi LLC 24
4.2 Thiết kế Máy biến áp Chính LLC 25
4.3 Lựa chọn MOSFET Sơ cấp Kiểu Nửa Cầu 27
4.4 Lựa chọn Điện trở Cảm biến Dòng Phía Hạ áp Kiểu Nửa Cầu 27
4.5 Lựa chọn Đi-ốt Chỉnh lưu Thứ cấp Kiểu Nửa Cầu 28
4.6 Tụ Đầu ra Thứ cấp Nửa cầu 29
4.7 Điều chỉnh Đầu ra Nửa cầu 30
4.8 Thiết lập Tần suất 32
4.9 Bảo vệ Quá áp Đầu ra Sơ cấp 33
5 Cấp Nguồn cho ICL5102 34
5.1 Cấp nguồn 34
5.2 Cấp Nguồn trong suốt quá trình Hoạt động 35
5.3 Cấp Nguồn cho Driver Cao Áp 35
5.4 Các cân nhắc khác cho Cấp Nguồn ICL5102 36
6 Bảo vệ Quá Nhiệt 37
7 Sơ đồ Hoạt động ICL5102 39
8 Đặc điểm Bảo vệ 40
Lịch sử sửa đổi 43

1 Giới thiệu

ICL5102 là trình điều khiển kết hợp Điều chỉnh Hệ số Công suất (PFC) và công nghệ kiểu nửa cầu cộng hưởng (HB) được tích hợp cao đa thức. Việc tích hợp PFC và HB vào trình điều khiển đơn có thể giúp giảm các cấu kiện ngoài và tối ưu hóa hiệu suất qua vận hành hài hòa hai giai đoạn.

Các tiếp cận hai giai đoạn tách các trách nhiệm của PFC ra khỏi các chức năng điều hòa dòng ra, giúp đảm bảo điện áp ra và dòng ra ít biến đổi và cho phép Tổng Méo Hài hòa (THD) thấp. Hệ số Công suất (PF) cao cũng như khả năng chịu được nhiễu dòng AC tốt hơn. Hoạt động đa thức của thiết bị chuyển đổi PFC cho hiệu suất xuất sắc trên toàn bộ dải tải công suất.

Thiết bị chuyển dổi HB cộng hưởng hỗ trợ cả hai tô-pô LLC và LCC với điều khiển tần suất chuyển mạch cố định hay biến thiên cho hiệu suất cao nhất và chế độ Truyền từng đợt (BM) giúp tiêu thụ ít điện năng ở trạng thái chờ.

1.1 Điểm nổi bật của sản phẩm

- Thiết bị điều khiển PFC với CrCM + DCM
- Thiết bị điều khiển HB cộng hưởng với điều khiển tần suất chuyển mạch cố định hay biến thiên
- Tần suất chuyển mạch HB cực đại 500 KHz và tần suất khởi động mềm lên đến 1,3 MHz
- BM của thiết bị điều khiển HB với giới hạn công suất đảm bảo điện năng chờ thấp < 300 mW ở điều kiện dim-to-off (mờ tắt dần).
- Tối ưu hóa THD đảm bảo méo hài hòa thấp (THD < 10%) giảm còn 30% phụ tải danh nghĩa.

1.2 Đặc điểm thiết kế

- Hỗ trợ điện áp đầu vào AC danh nghĩa thông dụng (90–305 V_{rms})
- Hiệu suất hệ thống xuất sắc lên đến 94%
- Dải công suất áp dụng lên đến 350 W

1.3 Ứng dụng mục tiêu

- Trình LED driver AC-DC ngoại tuyến chiếu sáng thương mại và công nghiệp với công suất lên đến 350 W
- Cấp nguồn AC-DC mật độ cao

Hình sau cho thấy việc ứng dụng trình LED driver điển hình sử dụng ICL5102 với tô-pô PFC + LCC:

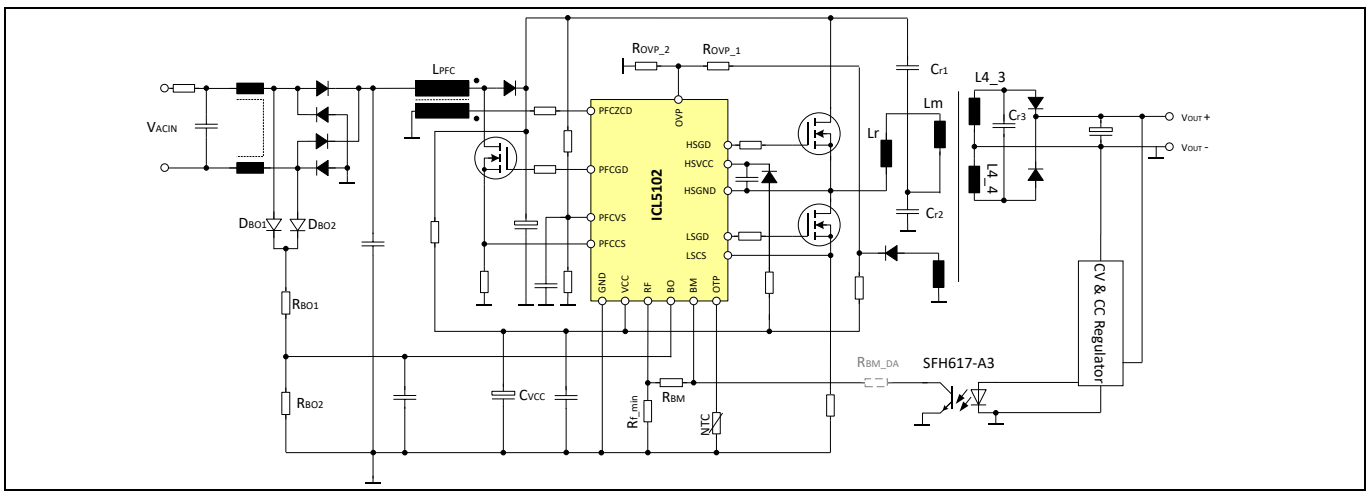

Figure 1 **Ứng dụng điển hình sử dụng ICL5102 với Tô-pô PFC + LCC**

1.4 Cấu hình và mô tả pin

Phân bố pin và mô tả pin cơ bản trên ICL5102 như **Figure 2** và **Table 1** bên dưới.

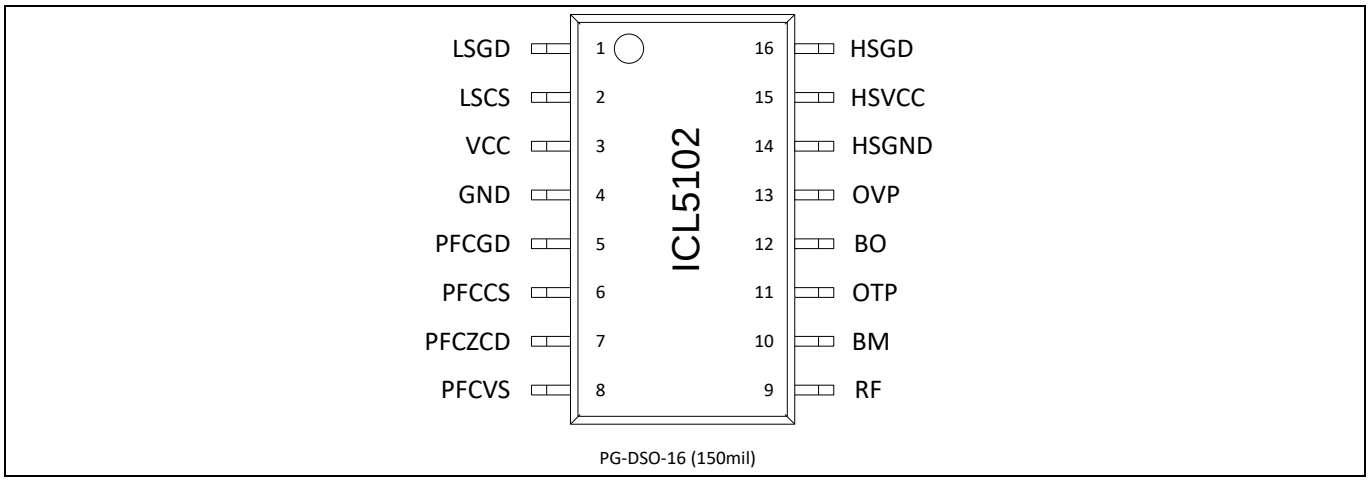

Figure 2 **Pin của ICL5102**

Table 1 **Định nghĩa và Chức năng Pin**

Tên	Pin	Loại	Chức năng
LSGD	1	O	**Driver cổng hạ áp HB** Đầu ra trực tiếp điều khiển MOSFET hạ áp HB thông qua điện trở
LSCS	2	I	**Cảm biến dòng HB** Đấu nối trực tiếp tới điện trở song song bên ngoài và nguồn MOSFET hạ áp HB
VCC	3	I	**Cấp nguồn dương** Cấp nguồn IC
GND	4	-	**Mát** Mát IC
PFCGD	5	O	**Driver cổng PFC** Đầu ra trực tiếp điều khiển MOSFET PFC thông qua điện trở
PFCCS	6	I	**Cảm biến dòng PFC** Đấu nối trực tiếp tới điện trở song song bên ngoài và nguồn MOSFET PFC
PFCZCD	7	I	**Phát hiện thời điểm qua 0 PFC** Đấu nối tới cuộn thứ cấp cuộn phụ PFC thông qua điện trở để phát hiện thời điểm qua 0 của dòng cuộn cảm ứng PFC
PFCVS	8	I	**Cảm biến điện áp bus PFC** Đấu nối tới bộ phân điện trở kháng cao từ đầu ra bộ điều khiển PFC để cảm biến điện áp bus
RF	9	I	**Thiết lập tần suất chuyển mạch nhỏ nhất HB** Đấu nối tới GND thông qua điện trở ngoài để thiết lập tần suất chuyển mạch nhỏ nhất HB

Giới thiệu

Tên	Pin	Loại	Chức năng
BM	10	I	**Thiết lập vào/ra chế độ Burst Mode (BM)** Đấu nối tới bộ ghép quang và tới pin RF với điện trở ngoài để thiết lập vào/ra BM
OTP	11	I	**Bảo vệ quá nhiệt (OTP)** Đấu nối tới điện trở nhiệt NTC để bảo vệ quá nhiệt bên ngoài
BO	12	I	**Phát hiện đầy nguồn/yếu nguồn** Đấu nối tới điện áp đầu vào chỉnh lưu thông qua điện trở ngoài để phát hiện đầy nguồn/yếu nguồn đầu vào
OVP	13	I	**Bảo vệ quá điện áp đầu ra (OVP)** Đấu nối tới cuộn phụ HB thông qua bộ phân điện trở và đi-ốt để OVP điện áp đầu ra thứ cấp
HSGND	14	-	**Mát cao áp** Mát driver cao áp nổi HB
HSVCC	15	I	**Cấp nguồn VCC cao áp** Cấp nguồn driver nổi cao áp HB, được cấp thông qua mạch bootstrap (khởi động)
HSGD	16	O	**Driver cổng nổi cao áp** Đầu ra trực tiếp điều khiển MOSFET cao áp nổi HB thông qua điện trở.

Sơ đồ mạch đấu nối pin ICL5102 như sau trong **Figure 3**:

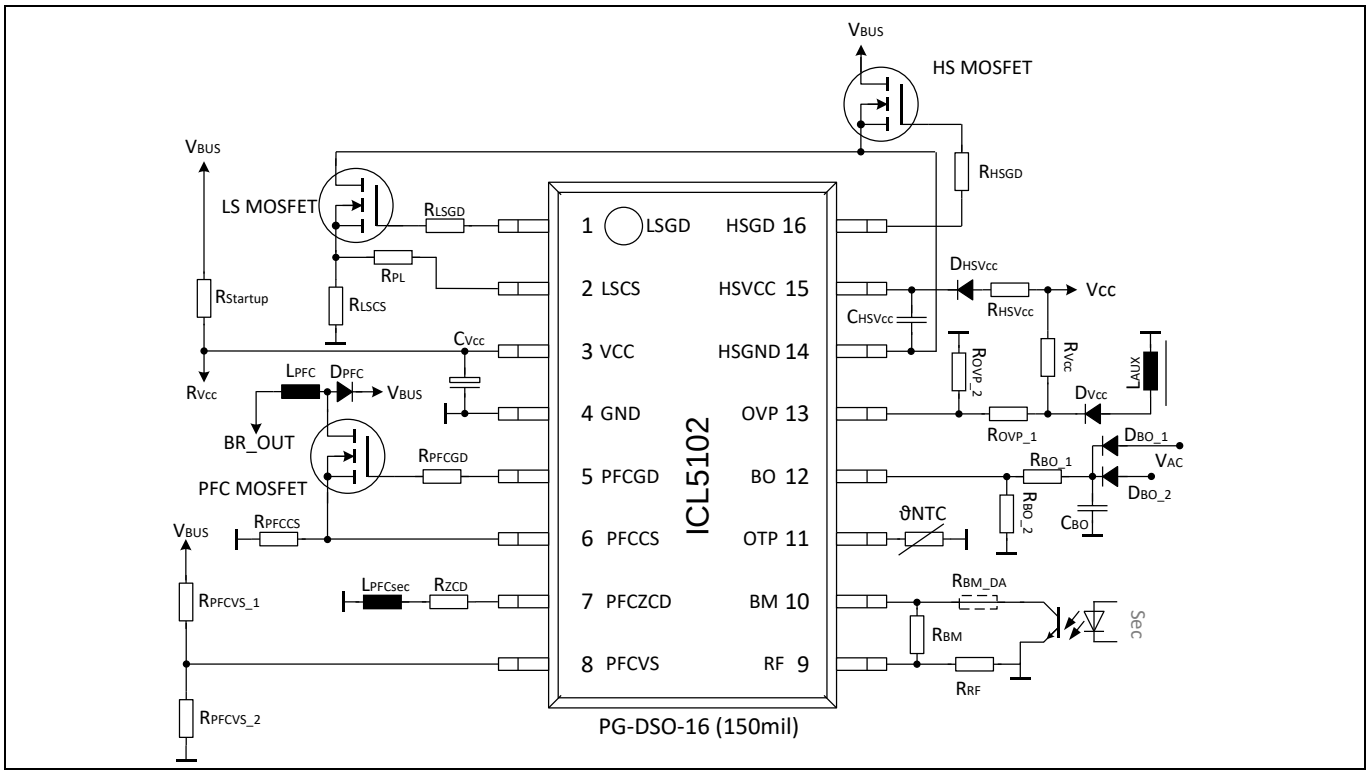

Figure 3 Đấu nối Pin ICL5102

2 Tiêu chuẩn kỹ thuật thiết kế

Mẫu thiết kế sử dụng trong Hướng dẫn thiết kế này là thiết kế tham khảo thức dòng không đổi (CC) 130 W để điều khiển trực tiếp các ứng dụng chiếu sáng LED dựa trên tô-pô LLC. Người sử dụng có thể dễ dàng áp dụng các tiêu chuẩn kỹ thuật riêng theo mẫu này và tự đạt được các thông số thiết kế.

2.1 Tiêu chuẩn kỹ thuật hệ thống của Thiết kế Tham khảo PFC+LLC 130 W cho các Ứng dụng Chiếu sáng LED

Tiêu chẩn kỹ thuật hệ thống của thiết kế tham khảo ICL5102 130 W CC cho ứng dụng chiếu sáng LED như trong **Table 2**:

Table 2 Tiêu chuẩn kỹ thuật Thiết kế Hệ thống để Thiết kế Tham chiếu PFC+LLC 130 W

Thông số	Biểu tượng	Giá trị mục tiêu	Đơn vị
Tiêu chuẩn kỹ thuật Đầu vào/đầu ra chung			
Điện áp AC đầu vào danh nghĩa	V_{IN_nom}	90–305	V_{RMS}
Tần suất dòng	$f_{Dòng\ AC}$	47–63	Hz
Điện áp Đầu ra Danh nghĩa	V_{OUT}	38–76	V_{DC}
Dòng ra Danh nghĩa	I_{OUT_nom}	1,75	A
Dòng ra Nhỏ nhất	I_{OUT_min}	75	mA
Công suất Đầu ra Danh nghĩa	P_{O_nom}	130	W
Hệ số Công suất	PF	> 0,9	
THD	iTHD	< 10	%
Hiệu suất Công suất	η	< 92	%
Điện năng chờ lớn nhất @ Không tải	$P_{O_STB_max}$	300	mW
Thời gian tối đa để sáng @ 90 V_{AC}	t_{T2L}	350	ms
Bảo vệ			
Ngưỡng yếu nguồn	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
Ngưỡng đầy nguồn	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
Ngưỡng quá điện áp đầu ra lớn nhất	V_{OUT_OVP}	90	V_{DC}
Ngưỡng bảo vệ quá nhiệt	T_{OTP}	85	°C
Tuân thủ Tiêu chuẩn			
Sóng hài	-	EN61000-3-2 Cấp C	-
EMI	-	EN55015	-
An toàn	-	EN61347-2-13	-
Kích thước Bảng			
Kích cỡ	L x H x B	178 x 52 x 32	mm

2.2 Sơ đồ mạch

Sơ đồ mạch thiết kế tham chiếu 130 W sử dụng ICL5102 cho ứng dụng chiếu sáng LED như trong **Figure 4**:

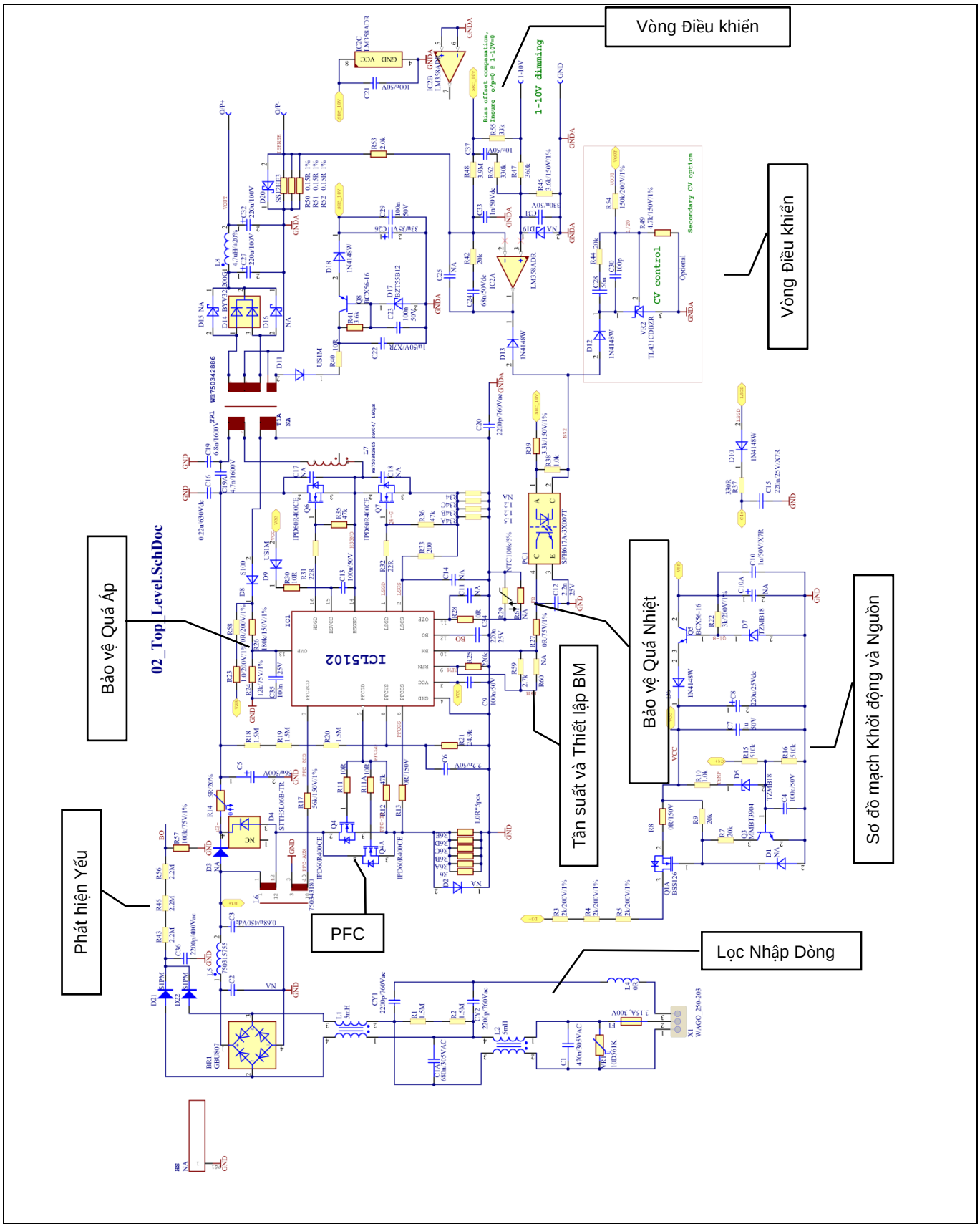

Figure 4 Sơ đồ Thiết kế Tham chiếu 130 W sử dụng ICL5102

3 Thiết kế Bộ chuyển đổi Tăng áp PFC

Điều chỉnh Hệ số Công suất (PFC) định dạng dòng đầu vào của cấp nguồn được đồng bộ hóa với điện áp đường dây để tối đa hóa việc kéo điện thực tế từ đường dây nguồn. Trong một mạch PFC hoàn hảo, dòng đầu vào theo điện áp đầu vào như là một điện trở thuần không có sóng hài dòng đầu vào nào. Trong thiết kế tham chiếu 130 W ICL5102, PFC được thực hiện như là bộ chuyển đổi tăng áp làm việc ở Chế độ Dẫn điện Tới hạn (CrCM) và Chế độ Dẫn điện Gián đoạn (DCM) với điều khiển đúng giờ không đổi để cấp điện áp cao DC không đổi cho điều khiển HB.

Tiêu chuẩn kỹ thuật thiết kế của bộ chuyển đổi tăng áp PFC như trong **Table 3**:

Table 3 Tiêu chuẩn Kỹ thuật Thiết kế Bộ chuyển đổi Tăng áp PFC

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp Đầu vào AC Tối thiểu	V_{IN_min}	90	V_{RMS}
Điện áp Đỉnh Đầu vào AC Tối thiểu	$V_{IN_pk_min}$	127	V_{RMS}
Điện áp Đầu vào AC Tối đa	V_{IN_max}	305	V_{RMS}
Điện áp Đỉnh Đầu vào AC Tối đa	$V_{IN_pk_max}$	431	V_{RMS}
Tần suất dòng AC	$f_{Dòng\ AC}$	47–63	Hz
Công suất Đầu ra PFC Tối đa	$P_{PFC_out_max}$	145	W
Điện áp Bus PFC Tối thiểu	V_{bus_min}	400	V
Điện áp Bus PFC Danh nghĩa	V_{bus}	450	V
Bảo vệ Quá áp PFC Cấp 1	V_{bus_OVP1}		
Ngưỡng yếu nguồn	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
Ngưỡng đầy nguồn	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
Tấn suất chuyển mạch PFC Tối thiểu	f_{PFC_min}	35	KHz
Hiệu suất PFC Ước tính	η_{PFC}	≤ 96	%

3.1 Cuộn cảm tăng áp PFC chính

Là một bộ phận từ chính của bộ chuyển đổi tăng áp PFC, cuộn cảm tăng áp có chức năng chính lưu trữ năng lượng. Điện cảm của cuộn cảm tăng áp theo công thức sau:

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

Trong đó

- L_{PFC} -- Điện cảm của cuộn cảm tăng áp PFC
- V_{IN_pk} -- Giá trị đỉnh của nguồn AC đầu vào
- V_{bus} -- Điện áp bus là đầu ra PFC
- η_{PFC} -- Hiệu suất công suất ước tính của bộ chuyển đổi tăng áp PFC
- P_{PFC_out} -- Công suất đầu ra của bộ chuyển đổi tăng áp PFC
- f_{PFC} -- Tần suất chuyển mạch hoạt động của cuộn cảm tăng áp PFC

Điện cảm khả dĩ tối đa nên được tính toán ở cả mức thấp nhất (ngưỡng yếu nguồn đầu vào) và ở điện áp đầu vào khả dĩ cao nhất (ngưỡng quá áp đầu vào) với đầy tải và tần suất chuyển mạch nhỏ nhất.

Tại V_{IN_min} = 71 V_{RMS}:

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

Tại V_{IN_max} = 305 V_{RMS}:

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

Điện cảm thích hợp phải thấp hơn giá trị nhỏ hơn của cả hai.

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

Một số cân nhắc khác về điện cảm kháng PFC:

- Điện cảm PFC chọn lọc phải đủ nhỏ cho công suất đầu ra lớn nhất tại đầu vào nhỏ nhất (ví dụ: cho đặc tính đầy nguồn/yếu nguồn).
- Điện cảm PFC lớn hơn có lợi thế tại phụ tải thấp so với điện cảm nhỏ hơn do thời gian bật lâu hơn. Điều này đảm bảo công suất đầu ra nhỏ nhất ở DCM khi phụ tải LED nhỏ (ví dụ: 1% mờ dần) và tránh gợn sóng điện áp bus không mong muốn do thời gian bật tối thiểu giới hạn của trình điều khiển IC.
- Để công suất đầu ra tối đa, điện cảm PFC lớn hơn đúng giờ lâu hơn và có tần suất chuyển mạch thấp hơn. Phải đảm bảo rằng hai thông số này vẫn trong giới hạn của ICL5102.
- Điện cảm PFC lớn hơn dẫn tới kích cỡ kháng lớn hơn và làm cuộn xoay nhiều vòng hơn làm tổn thất cuộn dây nhiều hơn. Ngược lại, điện cảm nhỏ hơn có kích thước nhỏ hơn và làm cuộn ít xoay vòng hơn nhưng tuần suất cao hơn có thể dẫn tới tổn thất chuyển mạch.

Trong thiết kế tham chiếu, L_{PFC} = 0.36 mH được chọn để tránh bão hòa từ trong mọi tình huống xấu nhất như khởi động và chuyển tải. Sau khi điện cảm kháng PFC được cố định thì các thông số liên quan kháng có thể được tính toán như sau với giả thuyết hoạt động ở chế độ dẫn điện biên:

Dòng đầu vào lớn nhất (RMS) xảy ra tại đầu vào AC nhỏ nhất và công suất đầu ra lớn nhất:

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

Dòng Đỉnh Đầu vào Tối đa:

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

Dòng Đỉnh Cuộn cảm Tối đa:

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

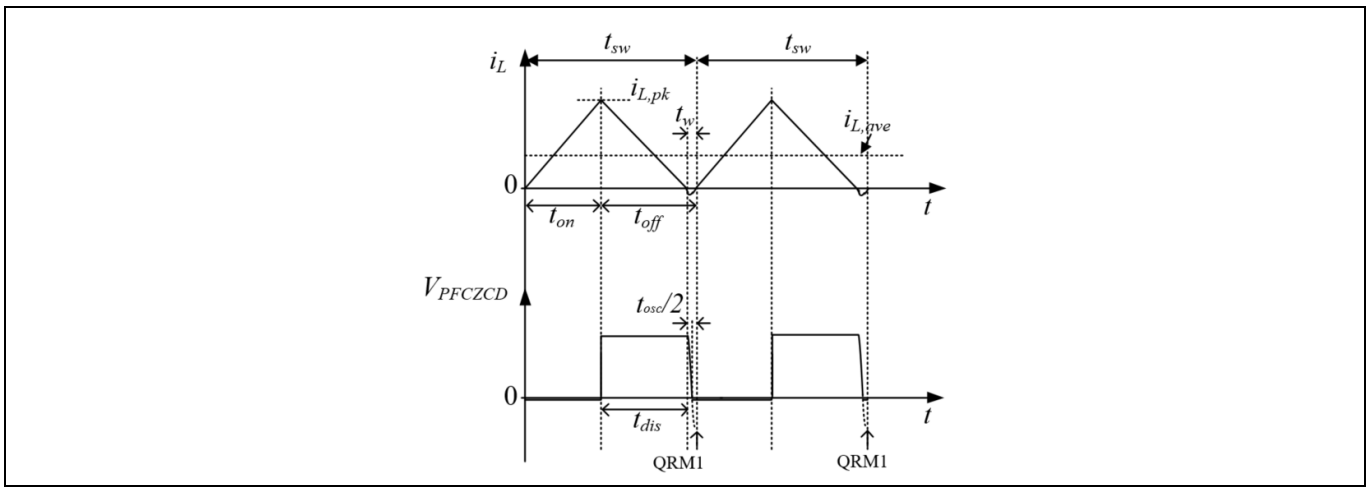

Figure 5 Dạng sóng dòng cuộn cảm tăng áp trong chu kỳ chuyển mạch

Thiết kế Bộ chuyển đổi Tăng áp PFC

Theo **Figure 5** như trên, các thông số quan trọng khác của bộ chuyển đổi tăng áp PFC có thể được tính toán như sau:

Thời gian bật lớn nhất:

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

Nếu giả sử T_{osc} = 1,5 us thì thời gian ngắt tại đầu vào AC nhỏ nhất và công suất đầu ra lớn nhất:

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

Tần suất thấp nhất cho công suất đầu ra lớn nhất của bộ chuyển đổi PFC trong QRM:

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

Dòng lớn nhất (RMS) qua cuộn cảm PFC trong suốt thời gian bật:

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

Dòng lớn nhất (RMS) qua cuộn cảm PFC trong suốt thời gian ngắt:

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

Do đó, dòng cuộn cảm PFC lớn nhất (RMS):

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

Để nhận biết thời điểm qua 0 của dòng cuộn cảm để chuyển mạch CrCM, một cuộn dây phụ bổ sung được đưa vào cuộn cảm PFC. Tỷ số vòng quấn của cuộn dây chính và phụ quyết định biên độ dao động tại pin PFCZCD. Do vậy, bộ so để phát hiện thời điểm qua 0 làm việc phù hợp, biên độ dao động tại pin PFCZCD để phát hiện thời điểm qua 0 phải vượt $V_{PFCZCDTHRH_max}$ = 1,6 V. Tỷ số vòng quấn được tính như sau:

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

Các thông số quan trọng của cuộn cảm tăng áp PFC được tóm lược trong **Table 4**:

Table 4 Thông số thiết kế cuộn cảm tăng áp PFC

Bộ chuyển đổi Tăng áp PFC			
Thông số	**Biểu tượng**	**Giá trị**	**Đơn vị**
Điện cảm chính của cuộn cảm tăng áp PFC	L_{PFC}	360	µH
Tần suất chuyển mạch nhỏ nhất trong QRM	f_{PFC_min}	35,2	kHz
Dòng đỉnh cuộn cảm lớn nhất	I_{L,pk_PFC_max}	6	A
Dòng đầu vào lớn nhất (RMS)	$I_{in_rms_max}$	2,12	A
Dòng đỉnh đầu vào lớn nhất	$I_{in_pk_max}$	3	A
Dòng cuộn cảm lớn nhất (RMS)	$I_{L_rms_max}$	3,45	A
Thời gian bật tối đa	t_{on_max}	21,5	µs
Tỷ số vòng quấn từ cuộn sơ cấp đến cuộn phụ	N_{p_PFC}/N_{a_PFC}	9:1	-

Căn cứ vào tiêu chuẩn kỹ thuật được tính toán ở trên, cuộn cảm có thể được cấu tạo theo các yêu cầu thiết kế khác nhau như kích cỡ, hiệu suất công suất và nhiệt độ, v.v. bằng cách lựa chọn lõi cuộn dây. Để tránh bão hòa lõi và tối ưu hóa được tổn hao lõi, mật độ thông lượng B_{max} không nên vượt quá 0,3.

Trong thiết kế tham chiếu ICL5102 130W CC, cuộn cảm tăng áp PFC được cấu tạo bởi Würth Electronic ở phần số **750343180** như là thiết kế mẫu. Trang tiêu chuẩn kỹ thuật được mô tả như trong **Figure 6** và **Table 5**:

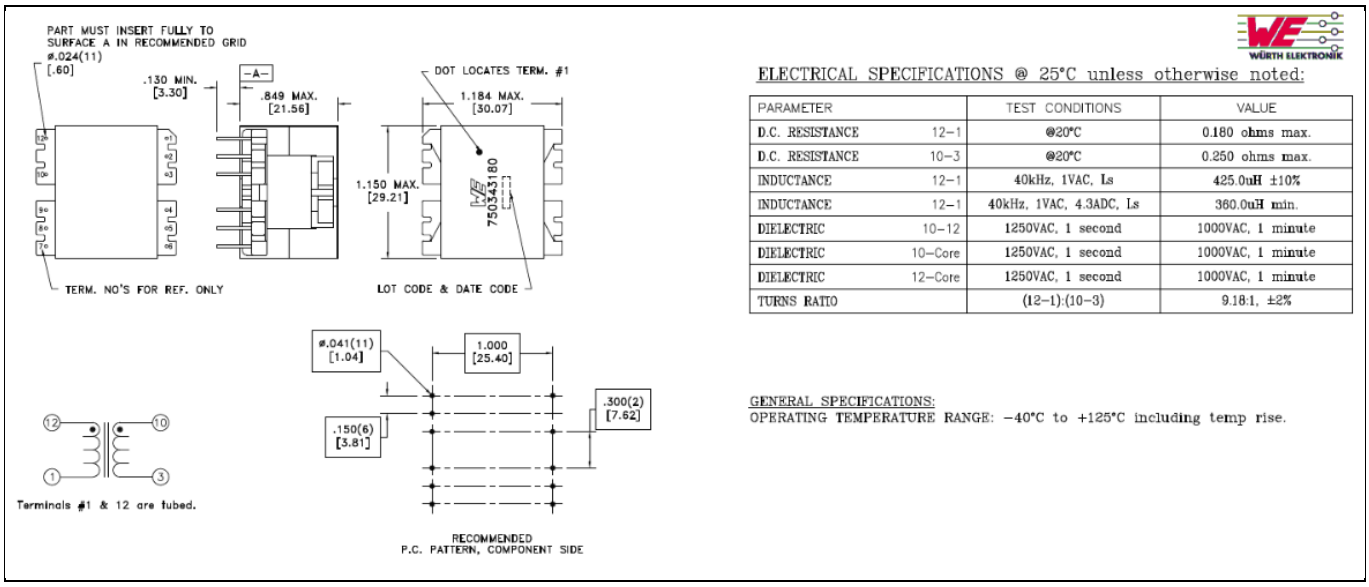

Figure 6 Cuộn cảm PFC Würth 750343180

Table 5 Thông số Cuộn cảm PFC Würth 750343180

Thông số	Giá trị	Đơn vị
Điện cảm	360	µH
Lõi	PQ2620	-
Vật liệu lõi	TP4A hoặc DMR44	-
Tỷ số vòng quấn từ cuộn sơ cấp đến cuộn phụ	9,18	-
Cuộn sơ cấp điện trở DC	0,18	Ω
Cuộn phụ điện trở DC	0,25	Ω
Dòng bão hòa	7,2	A

3.2 Bộ chỉnh lưu kiểu cầu đầu vào

Bộ chỉnh lưu kiểu cầu thường có tổn hao công suất bán dẫn cao nhất trong trình LED driver. Cần lưu ý những điều sau để lựa chọn phù hợp:

- Điện áp ngược đỉnh lặp lại lớn nhất/điện áp cản DC:

Nên được chọn cao hơn đỉnh điện áp đầu vào lớn nhất với ít nhất 20% biên:

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

- Dòng thuận trung bình chỉnh lưu lớn nhất

Dòng thuận trung bình chỉnh lưu lớn nhất được tính toán như sau:

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

Sử dụng bộ chỉnh lưu kiểu cầu với dòng điện định mức cao hơn có thể giảm sụt áp thuận, làm giảm mức tiêu tán năng lượng ở mức chi phí tăng dần thấp.

- Dòng thuận xung đỉnh

Dòng thuận xung đỉnh phải được chọn cho các yêu cầu dòng điện xung lớn nhất.

- Điện áp thuận

Trực tiếp liên quan tới hiệu suất công suất. Vì vậy, điện áp thuận nên được chọn nhỏ nhất có thể.

- Tổn hao điện năng lớn nhất

Tổng tổn hao điện năng lớn nhất được tính toán sử dụng dòng đầu vào trung bình lớn nhất quan hai đi-ốt chỉnh lưu kiểu cầu nếu giả sử điện áp thuận là 1 V:

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

- Nhiệt độ đi-ốt lớn nhất tăng không có bộ tản nhiệt

Giả sử điện trở nhiệt của bộ chỉnh lưu kiểu cầu là R_{TH_JA} = 21°C/W (ví dụ: theo GBU80M) thì nhiệt độ tăng cao nhất của đi-ốt không có bộ tản nhiệt có thể được tính toán như sau:

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

Thông số quan trọng cho bộ chỉnh lưu kiểu cầu sử dụng trong thiết kế tham chiếu 130 W được tổng hợp trong **Table 6**:

Table 6 Thông số Thiết kế Bộ chỉnh lưu kiểu Cầu

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp ngược lớn nhất	V_{BR_RRM}	1000	V
Dòng thuận chỉnh lưu trung bình	I_{BR_avg}	8	A
Điện áp thuận	V_{BR_F}	1	V

3.3 Đi-ốt Tăng áp PFC

Chọn đi-ốt tăng áp là một quyết định chính trong thiết kế bộ chuyển đổi tăng áp PFC và liên quan tới hiệu suất bộ chuyển đổi. Cần lưu ý những điều sau:

- Điện áp ngắt ngược

Nên được chọn cao hơn đỉnh điện áp bus với ít nhất 20% biên:

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

Đi-ốt 600 V phù hợp trong thiết kế tham chiếu 130 W ở đây.

- Dòng thuận chỉnh lưu trung bình

Phải cao hơn dòng đi-ốt PFC trung bình lớn nhất được tính toán như sau:

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

Sử dụng đi-ốt với điện dung dòng điện cao sẽ có lợi cho hiệu suất công suất.

- Điện áp thuận

Trực tiếp liên quan tới hiệu suất công suất. Vì vậy, điện áp thuận nên được chọn nhỏ nhất có thể.

- Thời gian phục hồi ngược

Vì bộ chuyển đổi tăng áp PFC được điều khiển theo ICL5102 trong chế độ QRM+DCM nên dòng đi-ốt tăng áp PFC quay lại số 0 khi bật MOSFET PFC. Do đó, không có sự chuyển mạch dòng điện giữa đi-ốt PFC và MOSFET và vì thế không có tổn hao chuyển mạch bởi sự phục hồi ngược. Không cần chọn đi-ốt siêu nhanh.

- Tổn hao công suất

Tổn hao công suất duy nhất cần được cân nhắc là tổn hao truyền dẫn. Với điện áp thuận giả sử là 0,5 V, tổn hao truyền dẫn đi-ốt có thể được tính toán như sau:

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

- Đặc trưng nhiệt

Với nhiệt trở của đi-ốt $R_{D_PFC_TH_JA}$ và nhiệt độ môi trường T_A, nhiệt độ đi-ốt PFC không có bộ tản nhiệt được tính toán như sau:

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

Thông số quan trọng cho đi-ốt tăng áp sử dụng trong thiết kế tham chiếu 130 W được tổng hợp trong **Table 7**:

Table 7 Thông số Thiết kế Đi-ốt Tăng áp

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp ngược lớn nhất	$V_{RRM_D_PFC}$	600	V
Dòng thuận chỉnh lưu trung bình	$I_{F_D_PFC}$	4	A
Điện áp thuận	$V_{F_D_PFC}$	0,5	V

3.3.1 MOSFET Công suất PFC

Lựa chọn MOSFET công suất PFC được căn cứ chủ yếu vào việc cân nhắc điện áp ngắt cạn nguồn và mức tiêu tán năng lượng.

- Điện áp ngắt cạn nguồn

Theo điện áp bus hoạt động, điện áp ngắt nên được chọn như sau:

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

MOSFET 600 V sẽ phù hợp cho các ứng dụng với bảo vệ xung tăng cường, nên chọn điện áp ngắt cao hơn.

- Dòng cạn liên tục

Thiết kế Bộ chuyển đổi Tăng áp PFC

Dòng cạn liên tục lớn nhất được tính toán như sau:

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

- Tổn hao truyền dẫn

Những tổn hao này tần suất độc lập và không có tỷ lệ đáng kể với tần suất. Được tính như sau:

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

- Tổn hao chuyển tiếp khi bật

Khi bộ chuyển đổi làm việc ở chế độ QRM+DCM, tổn hao chuyển tiếp khi bật do dòng từ hóa gây ra có thể được bỏ qua bởi vì dòng điện tăng từ 0 khi bắt đầu chu kỳ chuyển mạch. Nhưng việc thải những tụ điện ký sinh như C_{oss} (điện dung đầu ra MOSFET) và C_{DS_total} (tổng điện dung tương đương cạn nguồn ký sinh) qua kênh MOSFET có thể gây ra tổn hao chuyển tiếp khi bật đáng kể. Các tổn hao này xảy ra mỗi chu kỳ chuyển mạch và do vậy, có tần suất phụ thuộc.

- Tổn hao E_{oss} và $^1/_2 \cdot C_{DS_total} \cdot V^2$

Năng lượng trữ trong C_{DS_total} và C_{oss} tại thời điểm bật phải được phân tán trong kênh MOSFET và điện trở cảm biến dòng trong suốt quá trình chuyển tiếp bật. Các tổn hao này cơ bản có chức năng bình phương điện áp đi qua và có thể rất quan trọng trong điều kiện đường dây trên cao, xảy ra ở mỗi chu kỳ chuyển mạch và do vây, có tần suất phụ thuộc. Để đơn giản hóa việc tính toán, giả sử rằng tổn hao chuyển mạch tương đương một nửa tổn hao truyền dẫn:

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

- Tổn hao driver cổng

Các tổn hao này cũng tỷ lệ tuyến tính với tần suất nhưng nhìn chung có góp phần không đáng kể gây ra các tổn hao chung (tại các tần suất chuyển mạch dưới hàng trăm Khz) và phụ thuộc gần như riêng cho MOSFET Q_g (tổng nạp cổng). Điện năng driver cổng được phân tán điển hình trong điện trở cổng ngoài và chính driver cổng và do vậy, không cần được cân nhắc trong tính toán nhiệt của MOSFET.

Trong thiết kế tham chiếu 130 W, hai MOSFET Infineon 600 V IPD60R400CE thuộc dòng CE được sử dụng song song để tối giảm sự tiêu tán năng lượng. Với $R_{DS(ON)}$ 200 mΩ, tổng hao tổn lớn nhất của mỗi MOSFET được tính như dưới đây:

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

Nhiệt độ tăng lớn nhất của mỗi MOSFET không có bộ tản nhiệt là:

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

Các thông số quan trọng của MOSFET PFC được tổng hợp trong **Table 8**:

Table 8 Thông số Thiết kế MOSFET PFC

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp ngắt	$V_{BR_DSS_PFC}$	650	V
Điện trở bật MOSFET	$R_{DS(ON)}$	400//400 = 200	mΩ
Tổn hao truyền dẫn MOSFET PFC lớn nhất	$P_{loss_MOS_PFC_con}$	1,93	W

3.3.2 Cảm biến Dòng PFC

Để thiết kế điện trở mắc song song cảm biến dòng PFC, phải tuân thủ các điều kiện sau:

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

và

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

Giá trị của điện trở cảm biến dòng được chọn theo 0,2 Ω với 5 điện trở 1 Ω được mắc song song. Điều này tách sự tiêu tán năng lượng và giảm sức nhiệt. Tổn hao điện năng lớn nhất của mỗi điện trở mắc song song là:

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

Nên cân nhắc khi lựa chọn loại điện trở mắc song song phù hợp.

Các thông số quan trọng cảm biến điện áp bus được tổng hợp trong **Table 9**:

Table 9 Thông số Cảm biến Dòng PFC và Thiết kế ZCD

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Dải hoạt động lớn nhất OCP1 PFC	$V_{OCP1_PFC_min}$	0,95	V
Điện trở cảm biến dòng PFC	R_{CS_PFC}	0,2	Ω

3.3.3 Cảm biến Điện áp Bus PFC

Theo **Figure 7** bên dưới, điện áp bus được đo tại pin PFCVS của ICL5102 thông qua bộ phân điện trở. Kết quả đo lường được sử dụng làm đầu vào của bộ điều tiết điện áp đầu ra PFC để tạo tín hiệu điều khiển PWM cho MOSFET PFC và đưa ra các chức năng bảo vệ cho bộ chuyển đổi tăng áp PFC. Khuyến khích bổ sung thêm tụ lọc gần pin VS để lọc nhiễu âm chuyển mạch nhằm đạt được kết quả đo lường chính xác và ổn định. Pin VS có dòng điện thất thoát rất thấp, do đó có thể bỏ qua sự không dung nạp.

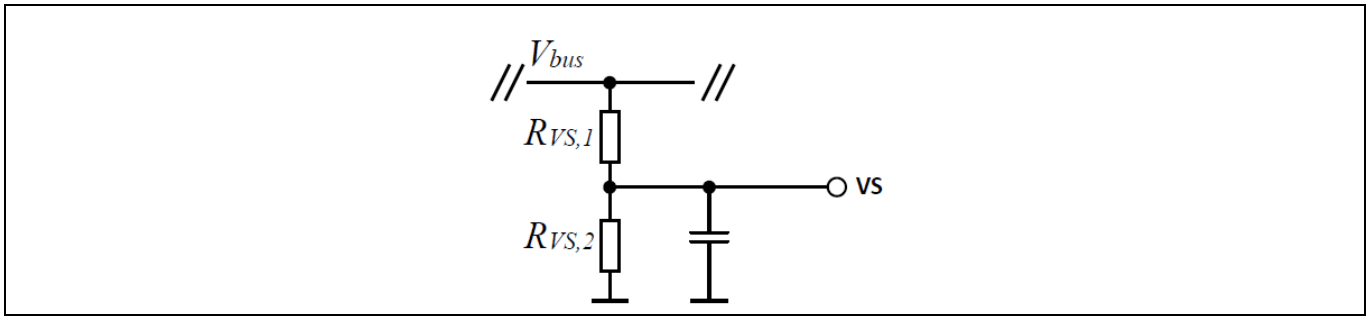

Figure 7 Đo Điện áp Bus

Tính toán bộ phân điện trở như sau khi V_{bus} = 450 V theo $V_{PFCVSREF}$ = 2,5 V.

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

Để giảm sai số do bộ phân điện trở gây ra, cần thiết lựa chọn các điện trở cảm biến điện áp bus với dung sai bằng hoặc ít hơn 1%. Trong thiết kế tham chiếu 130 W, để giảm ứng suất điện áp, điện trở trên R_{VS1_PFC} bao gồm 3 điện trở của mỗi 1,5 MΩ và điện trở dưới $_{VS1_PFC}$ được lựa chọn là 24,9 kΩ.

Note: *Để giảm nhiễu âm chuyển mạch được ghép trong tín hiệu cảm biến điện áp Bus, nên thay tụ lọc 1 nF trực tiếp gần pin PFCVS.*

Các thông số quan trọng cảm biến điện áp bus được tổng hợp trong **Table 10**:

Table 10 Thông số Thiết kế Cảm biến Điện áp Bus

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp đầu ra bộ chuyển đổi tăng áp PFC danh nghĩa	V_{bus}	450	V
Điện áp tham chiếu pin PFCVS ICL5102	V_{REF}	2,5	V
Điện trở trên bộ phân cảm biến điện áp bus	R_{VS1_PFC}	1,5 x 3	MΩ
Điện trở dưới bộ phân cảm biến điện áp bus	R_{VS2_PFC}	24,9	kΩ
Tụ lọc cảm biến điện áp bus	C_{VS}	1	nF

3.3.4 Tụ Đầu ra PFC

Tụ bus PFC có thể được tính toán với công thức sau nếu ESR của tụ đủ nhỏ để bỏ qua và đỉnh của gợn sóng điện áp đỉnh được chọn là 20 V. Lưu ý rằng dung sai 20% của điện dung cũng cần được tính toán.

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

Với

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

Theo định mức điện áp với cân nhắc ngưỡng bảo vệ quá áp, cần phải có tụ 500 V. ESR của tụ nên được chọn nhỏ nhất có thể và dòng gợn sóng lớn nhất cho phép nên có đủ biên. Trong thiết kế tham chiếu 130 W, chọn một tụ 500 V của 56 uF với ESR thấp.

Các thông số quan trọng lựa chọn tụ bus được tổng hợp trong bảng sau:

Table 11 Thông số Thiết kế Tụ Bus

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp đầu ra bộ chuyển đổi tăng áp PFC danh nghĩa	V_{bus}	450	V
Công suất đầu ra bộ chuyển đổi tăng áp PFC lớn nhất	$P_{out_PFC_max}$	130	W
Gợn sóng điện áp bus (đỉnh tới đỉnh)	$V_{bus_ripple_pp}$	20	V
Tần suất dòng đầu vào AC	f_{line}	45–66	Hz
Tụ Bus PFC	C_{bus}	56	µF

3.3.5 Cảm biến Điện áp Đầu vào và Đầy nguồn/Yếu nguồn

Điện áp đầu vào chỉnh lưu được cảm biến thông qua bộ phân điện trở ngoài gồm R_{BO1} và R_{BO2} tại pin BO như trong **Figure 8**. Chức năng cảm biến điện áp đầu vào này cho phép đầy nguồn/yếu nguồn đầu vào AC để bảo vệ tụt áp cho LED driver.

Nên bổ sung tụ cao áp C_{BO1} trực tiếp sau các đi-ốt chỉnh lưu D_{BO1} và D_{BO1} để giá trị đỉnh đầu vào AC được đo lường không phụ thuộc vào điều kiện phụ tải. Không có tụ $C_{BO1,}$ thì giá trị trung bình đầu vào AC cân bằng được cảm biến tại pin BO nhảy theo phụ tải. Do vậy, ngưỡng đầy nguồn/yếu nguồn là khác nhau dưới điều kiện phụ tải khác nhau.

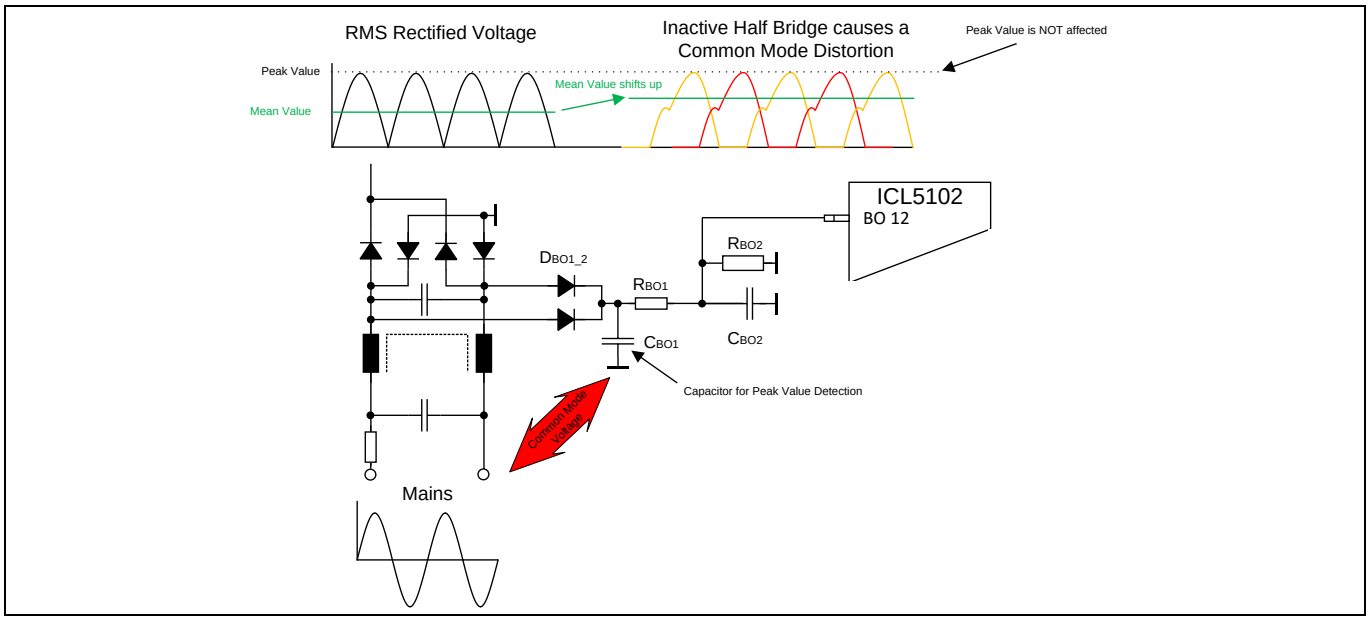

Figure 8 Cảm biến Điện áp Đầu vào

Lúc khởi động ban đầu (cắm nguồn AC), điện áp tại pin BO thường phải vượt V_{BO} = 1,4 V để cho phép đầy nguồn. Trong hoạt động bình thường, yếu nguồn được phát hiện khi điện áp tại pin BO tụt dưới mức V_{BO} = 1,2 V lâu hơn 50 ms. ICL5102 sẽ dừng chuyển mạch cả PFC và HB và khởi động tự động. Hoạt động bình thường của hệ thống phục hồi nếu điện áp tại pin BO trên 1,4 V lần nữa.

Tỷ lệ bộ phân điện trở ngoài được tính toán như sau:

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

Với $V_{BO_out_min}$ = 1,14 V từ Thông số kỹ thuật ICL5102 trong Bảng 16, ngưỡng đầy nguồn V_{IN_BI} = 71 V và V_{D_BO} = 0,7 V.

Trong thiết kế tham chiếu ICL5102 130W CC, chọn R_{BO1} = 6600 kΩ. Để giảm điện áp và ứng suất công suất của điện trở, nên tách thành 3 điện trở 1206 của mỗi 2200 kΩ. Để cải thiện độ chính xác đo lường, nên chọn các điện trở với dung sai ít hơn 1%. Theo tỷ lệ bộ phân điện trở ngoài tính toán trước đây, chọn R_{BO2} = 76,8 kΩ.

Điện áp đầy nguồn có thể được tính toán sau khi cố định R_{BO1} và R_{BO2}:

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

Các thông số thiết kế quan trọng cảm biến điện áp đầu vào được tổng hợp trong bảng sau:

Table 12 Thông số Thiết kế Cảm biến Điện áp Đầu vào

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Ngưỡng yếu nguồn	V_{IN_BO}	71	V_{RMS}
Ngưỡng đầy nguồn	V_{IN_BI}	90	V_{RMS}
Điện trở trên bộ phân pin BO	R_{BO1}	6600	kΩ
Điện trở dưới bộ phân pin BO	R_{BO2}	76,8	kΩ

3.3.6 Tối ưu hóa THD

Dòng AC đầu vào trở nên méo nhất trong vùng khi xảy ra thời điểm vượt 0 của điện áp đầu vào AC. Để đảm bảo dạng sóng dòng điện hình sin trong vùng, ICL5102 gia hạn thời gian bật PFC một cách năng động lên đến gấp hai lần thời gian bật tối đa PFC theo giá trị tức thời của biên độ điện áp đầu vào. Phát hiện thời điểm vượt 0 của điện áp đầu vào AC thông qua cuộn phụ PFC. Khi điện áp vượt cuộn phụ PFC sau kni bật MOSFET PFC đạt giá trị nhỏ nhất, phát hiện ra thời điểm vượt 0 AC. Khái niệm điều chỉnh THD như trong **Figure 9**.

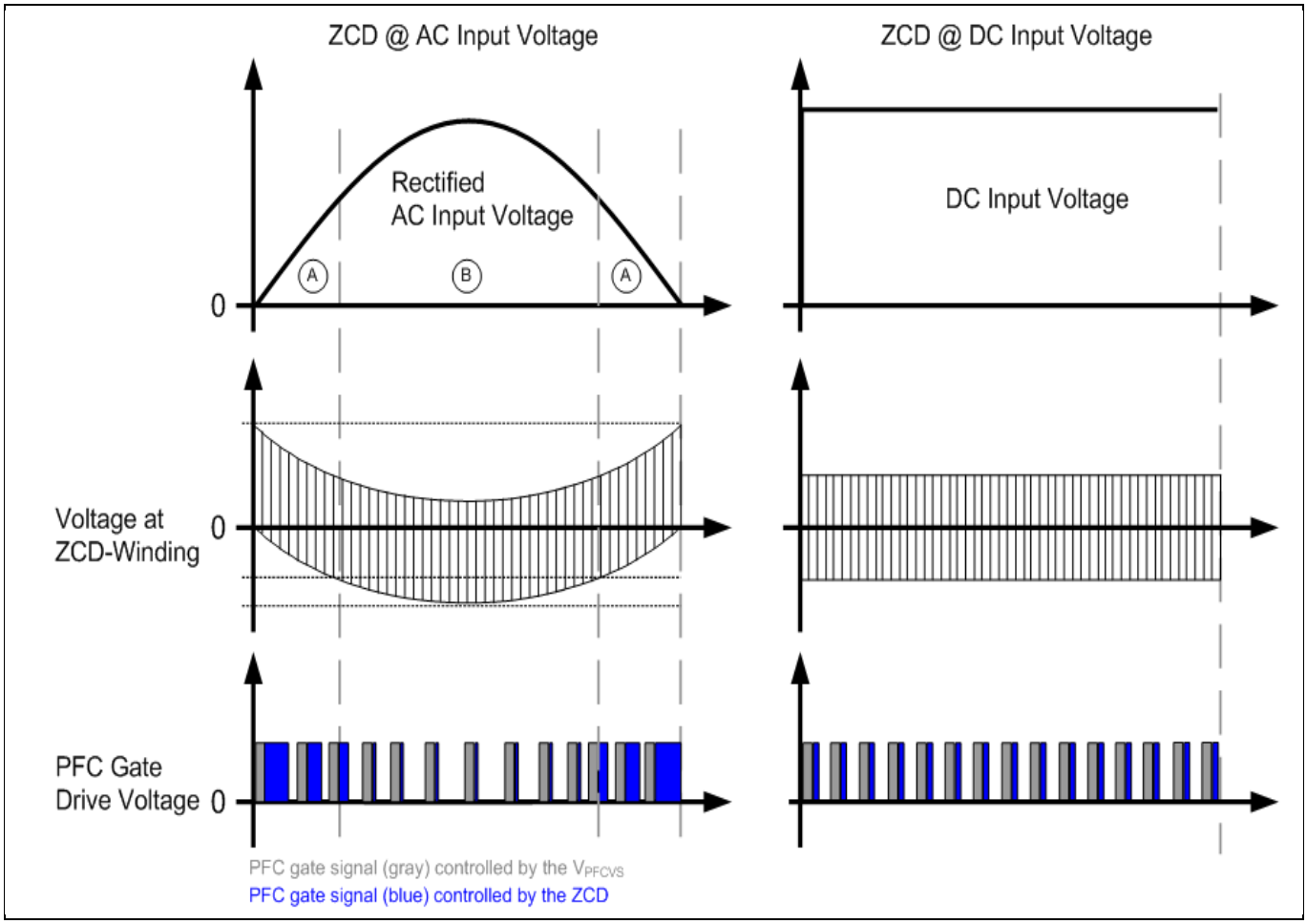

Figure 9 Điều chỉnh THD PFC

Để điều chỉnh mở rộng thời gian bật, điện trở ngoài giữa cuộn phụ kháng PFC và pin PFCZCD được yêu cầu như trong **Figure 10**. Khi bật MOSFET PFC, điện áp đầu vào được đo theo dòng ra của pin PFCZCD. Đầu vào AC trung bình dòng nhỏ hơn là vùng A (xem **Figure 9**) yêu cầu mở rộng thời gian bật PFC. Nhìn

chung, đầu ra nổi dòng điện của pin PFCZCD càng nhỏ thì thời gian bật PFC càng mở rộng lâu hơn. Giá trị điện trở nên được chọn sao cho dòng điện giới hạn giữa I_{ZCD} = 500 µA – 1,2 mA.

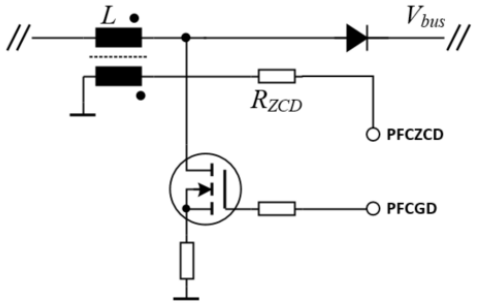

Figure 10 Tối ưu hóa THD PFC thông qua Điện trở Ngoài

Công thức sau thể hiện việc tính toán giá trị điện trở ZCD đấu nối với giả thuyết rằng I_{ZCD_max} = 1,2 mA dòng ra đầu ra của pin PFCZCD tại đầu vào dòng AC lớn nhất:

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

Hiệu suất THD có thể được tối ưu hóa bằng cách thay đổi giá trị điện trở quanh khoảng 40 kΩ.

Note: Có sự cân bằng giữa cải thiện hệ số công suất và giảm THD. Trong khi cố gắng đạt được dòng tự do hài hòa, có thể mang về sóng hài trong điện áp và do vậy, PF thấp hơn. Mặt khác, bất kỳ nỗ lực nào thử làm cho hệ số công suất thống nhất sử dụng các phương pháp thông thường sẽ mang đến kết quả là dòng điện không phải hình sin, làm gia tăng THD.

4 Thiết kế Bộ chuyển đổi Cộng hưởng LLC HB

Bộ chuyển đổi HB cộng hưởng có nhiều ưu điểm như hiệu quả cao, mật độ công suất cao và EMI thấp. ICL5102 cung cấp điều khiển độc lập của bộ điều chỉnh HB cộng hưởng (ví dụ: tô-pô LLC hoặc LCC) cho đầu ra điện áp không đổi (CV) hoặc dòng không đổi (CC). Nó hỗ trợ cả điều khiển tần suất chuyển mạch cố định và biến thiên.

Các phần sau cung cấp hướng dẫn thiết kế bộ chuyển đổi HB sử dụng ICL5102 dựa trên tô-pô LLC với điều khiển dòng không đổi điều hòa thứ cấp.

Tiêu chuẩn kỹ thuật thiết kế cho thiết kế tham chiếu dòng không đổi LLC 130 W như bảng sau:

Table 13 Tiêu chuẩn kỹ thuật thiết kế bộ chuyển đổi LLC

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp Đầu vào DC Tối thiểu	V_{bus_min}	400	V
Điện áp Đầu vào DC Danh nghĩa	V_{bus}	450	V
Điện áp Đầu vào DC Tối đa	V_{bus_max}	490	V
Công suất đầu ra bộ chuyển đổi LLC lớn nhất	P_{O_max}	130	W
Hiệu suất công suất bộ chuyển đổi LLC ước tính	η_{FB}	< 96	%
Điện áp đầu ra lớn nhất bộ chuyển đổi LLC	V_{out_max}	76	V
Điện áp đầu ra lớn nhất bộ chuyển đổi LLC	V_{out_min}	38	V
Dòng đầu ra lớn nhất bộ chuyển đổi LLC	I_{out_max}	1750	mA
Dòng đầu ra bộ chuyển đổi LLC	I_{out_min}	75	mA
Tần suất cộng hưởng bộ chuyển đổi LLC	f_r	100	kHz
Tô-pô kiểu cầu chuyển mạch sơ cấp	-	Kiểu nửa cầu	-
Tô-pô chỉnh lưu thứ cấp	-	Trọn bộ chỉnh lưu kiểu cầu	-

Ở phần sơ cấp, kiểu nửa cầu được sử dụng làm cầu chuyển mạch vì ICL5102 là trình điều khiển kiểu nửa cầu. Ở phần thứ cấp, trọn bộ chỉnh lưu kiểu cầu được sử dụng do các đặc tính cao áp và đầu ra dòng thấp. Mục tiêu thiết kế là đạt được chuyển mạch điện áp về 0 (ZVS) ở phần sơ cấp và chuyển mạch dòng về 0 (ZCS) ở phần thứ cấp cho nguyên dải phụ tải để tối ưu hóa hiệu suất công suất và hiệu suất EMI thấp.

4.1 Thiết kế Bể Cộng hưởng LLC

Do bản chất phi tuyến tính của tô-pô LLC cộng hưởng, các tính toán bể cộng hưởng sau được dựa trên Tiệm cận Sóng hài Bậc nhất (FHA). Hơn nữa, để đơn giản hóa thiết kế máy biến áp LLC, sử dụng cuộn cảm cộng hưởng ngoài.

4.1.1 Tỷ số vòng quấn Máy biến áp

Theo các đặc tính của bộ chuyển đổi LLC kiểu nửa cầu với trọn bộ chỉnh lưu kiểu cầu, lợi suất bộ chuyển đổi có thể được tính như sau:

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

Khi bộ chuyển đổi LLC hoạt động tại tần suất ngang với tần suất cộng hưởng, lợi suất bể cộng hưởng là 1 khi sử dụng lõi riêng lẻ cho cuộn cảm nối tiếp. Do vậy, tỷ số vòng quấn máy biến áp có thể được biểu đạt như sau:

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

Nên cho bể LLC dưới tần suất cộng hưởng (hoạt động ở chế độ tăng áp) để có đầu ra dòng cộng hưởng. Nhằm đảm bảo điều này cho hầu hết dải phụ tải, điện áp đầu ra nhỏ nhất với điện áp bus lớn nhất khi chọn điểm hoạt động là hoạt động cộng hưởng LLC để quyết định tỷ số vòng quấn máy biến áp:

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

4.1.2 Lợi suất Bể Cộng hưởng LLC

Sau khi xác định tỷ số vòng quấn máy biến áp, lợi suất điện áp bể cộng hưởng M_{LLC} có thể được tổng hợp như sau:

- Lợi suất đơn vị M_{LLC} = 1 cho điện áp bus lớn nhất và điện áp đầu ra thấp nhất
- Lợi suất nhỏ nhất M_{LLC_min} = M_{LLC} = 1
- Lợi suất lớn nhất M_{LLC_max} cho điện áp bus nhỏ nhất và điện áp đầu ra cao nhất

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

4.1.3 Chọn giá trị m

Tỷ lệ tổng điện cảm sơ cấp theo điện cảm cộng hưởng được xác định là giá trị m như sau:

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

Các giá trị m thấp hơn có thể đạt được lợi suất tăng áp cao hơn và giúp cho điều khiển và điều hòa linh hoạt hơn, có giá trị trong các ứng dụng với dải điện áp đầu vào rộng. Tuy nhiên, các giá trị m thấp đồng nghĩa với điện cảm từ hóa thấp hơn L_m. Do vậy, đỉnh từ hóa lớn hơn theo gợn sóng dòng đỉnh gây ra năng lượng tuần hoàn gia tăng và các tổn hao truyền dẫn.

Đối với thiết kế tham chiếu CC LLC 130 W, giá trị m = 8 ban đầu hợp lý được chọn đầu tiên. Ít lặp trễ hơn, giá trị m có thể được tối ưu hóa miễn yêu cầu lợi suất lớn nhất cho tất cả các điều kiện phụ tải có thể đạt được.

4.1.4 Chọn giá trị hệ số chất lượng lớn nhất Q_{max}

Hệ số chất lượng phụ thuộc vào phụ tải và được xác định như sau:

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

Các điều kiện phụ tải lớn hoạt động tại các giá trị Q cao khi mà các phụ tải lớn hơn có các giá trị Q thấp hơn. Việc thiết lập giá trị cho Q_{max} có quan hệ với điểm tải lớn nhất là quan trọng.

Sử dụng công cụ tính toán LLC ICL5102 để đơn giản hóa việc phân tích. Các lợi suất đỉnh có được và được mô tả trong **Figure 11** cho thấy lợi suất đỉnh (lợi suất lớn nhất đạt được) khác với Q như thế nào để cho các giá trị m khác nhau. Dường như có thể đạt lợi suất đỉnh cao hơn bằng cách giảm các giá trị m hoặc Q. Với tần suất cộng hưởng cho trước và giá trị Q, giảm m đồng nghĩa với giảm điện cảm từ hóa với kết quả là dòng tuần hoàn tăng lên. Có sự cân bằng giữa dải lợi suất sẵn có và tổn hao truyền dẫn.

Với lợi suất lớn nhất M_{LLC_max} và giá trị m xác định, hệ số chất lượng lớn nhất đạt được thông qua biểu đồ đường cong:

$$Q_{max} = 0.17$$

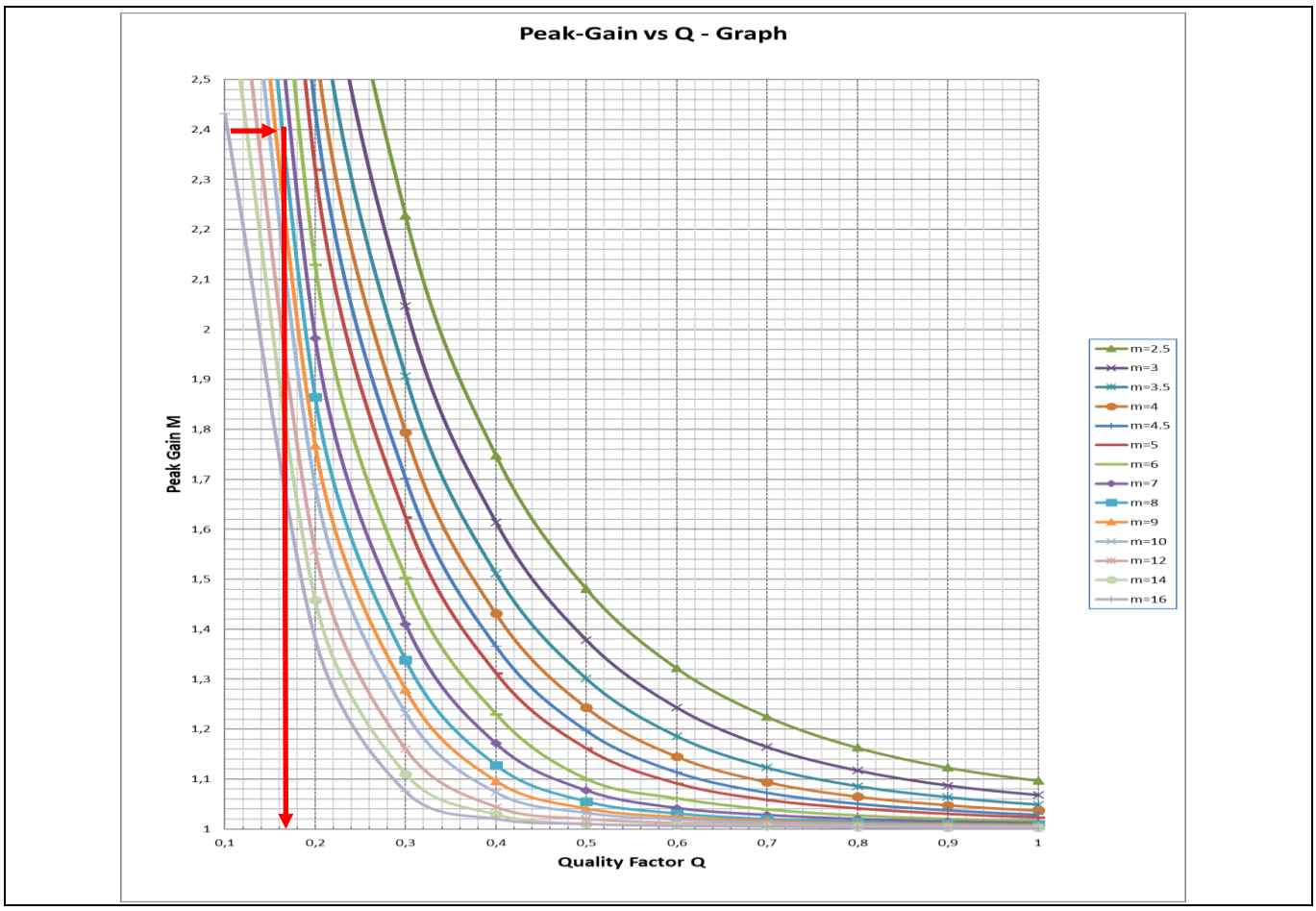

Figure 11 **Lợi suất Đỉnh so với Q cho các Giá trị m Khác nhau**

4.1.5 Điện trở Phản xạ tương đương R_{ac}

FHA khử phi tuyến tính và sinh mạch cộng hưởng tương đương như trong **Figure 12**. Điện áp sóng vuông đầu vào được thay thế với sóng hài bậc nhất của sóng vuông điện áp khi mà phần thứ cấp với bộ chỉnh lưu và tải được thay bằng tải tương đương R_{ac}, được tính toán tại đầy tải như sau:

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

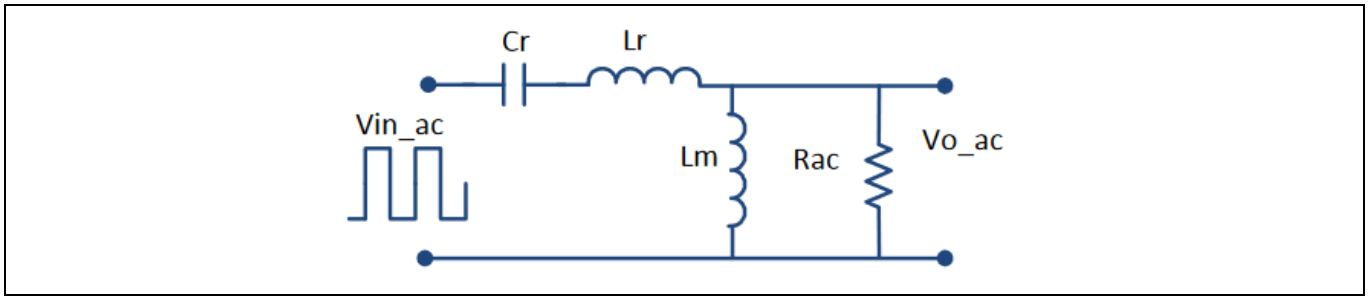

Figure 12 **Mạch Cộng hưởng tương đương**

4.1.6 Tính toán Bể Cộng hưởng LLC

Sau khi đạt được các giá trị m, Q_{max} và R_{ac}, giá trị tụ cộng hưởng có thể được tính như sau:

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

Để giảm kích cỡ cuộn cảm kháng cộng hưởng, chọn tụ cộng hưởng lớn hơn cho thiết kế tham chiếu 130 W như sau:

$$C_r = 11.5\ nF$$

Để giảm dòng điện kích khởi động và dòng gợn sóng ở hoạt động bình thường thông qua tụ cộng hưởng, có thể tách một tụ cộng hưởng thành hai tụ với giá trị tiêu chuẩn (một tụ theo bus DC, tụ còn lại theo mát). Điều này cũng giúp đạt được các giá trị tụ sẵn có.

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

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

Điện cảm của cuộn cảm kháng cộng hưởng được tính như sau:

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

Điện cảm chính của máy biến áp LLC L_p được tính như sau:

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

Điện cảm từ hóa L_m được tính như sau:

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

Điện cảm thất thoát tương đương do kiểu nửa cầu có thể được ước tính xấp xỉ như sau:

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

Do vậy, diện cảm của cuộn cảm kháng cộng hưởng riêng biệt được tính như sau:

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

4.1.7 Kiểm nghiệm Thông số Bể Cộng hưởng LLC

Sau khi xác định được tất cả thông số bể cộng hưởng, điểm hoạt động của tất cả các tình huống điểm gãy phải được tính toán lại lần nữa để đảm bảo rằng vẫn thỏa mãn được mục tiêu thiết kế cộng hưởng LLC.

Tần suất cộng hưởng:

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

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

Hệ số chất lượng:

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

Tỷ lệ tổng điện cảm sơ cấp theo điện cảm cộng hưởng:

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

4.1.8 Đạt được chuyển mạch Điện áp Về 0 (ZVS) của Bộ chuyển đổi LLC

Để đảm bảo hiệu suất công suất bộ chuyển đổi LLC cao, ZVS phải được đảm bảo cho tất cả điều kiện đầu vào và tải nạp. Có hai yếu tố chính cần cân nhắc để đạt được ZVS:

- Vùng Hoạt động của Bộ chuyển đổi LLC

Miễn là bộ chuyển đổi chuyển mạch ở các tần số cộng hưởng cao hơn f_r thì luôn chạy ở chế độ ZVS. Khi bộ chuyển đổi chuyển mạch giữa các tần số cộng hưởng f_r và f_p, điều kiện tải nạp (Hệ số Chất lượng Q) xác định liệu bộ chuyển đổi có hoạt động ở chế độ ZVS hay không. Ở chế độ hoạt động bình thường, bộ chuyển đổi cộng hưởng LLC hoạt động với tần số cộng hưởng cao nhẹ hơn f_r, tối ưu cho hiệu suất cao hơn.

- Điện dung Đầu ra MOSFET

Dòng điện cuộn cảm ứng cộng hưởng phải đủ cao để xả điện áp của điện dung hiệu dụng xuất hiện song song với cạn nguồn các MOSFET điện năng. Phần chỉnh của điện dung này là điện dung đầu ra MOSFET.

- Thời gian chết

Thời gian chết được yêu cầu để xả hoàn toàn điện dung hiệu dụng xuất hiện song song với cạn nguồn của MOSFET điện năng để phát hiện ZVS ở điều kiện xấu nhất được áp dụng cho bộ chuyển đổi.

Có bốn dạng sóng thông dụng nhất và các giải pháp cho ZVS thể hiện trong **Figure 13**, trong đó hiệu chỉnh mạch để tối ưu hiệu quả có thể được thực hiện theo hướng dẫn đưa ra. **Figure 13** (a) minh họa sơ đồ ZVS hoàn chỉnh. Trong **Figure 13** (b), VDS không thể xả hết xuống còn 0 V trước khi tín hiệu điều khiển V_{GS} được gửi đi. Do vậy, nên giảm giá trị điện cảm từ hóa trong máy biến áp, tăng nhẹ thời gian chết hoặc thay MOSFET điện năng với $R_{DS(ON)}$ cao hơn. Trong **Figure 13** (c), MOSFET điện năng đạt được ZVS nhưng dòng điện cảm không đủ để chuyển tiếp liên tục sự phân cực trên đi-ốt thân. Do vậy, nên giảm nhẹ thời gian chết. ZVS đạt được như **Figure 13** (d) nhưng thời gian chết dư làm giảm hiệu suất; do vậy, nên giảm thời gian chết.

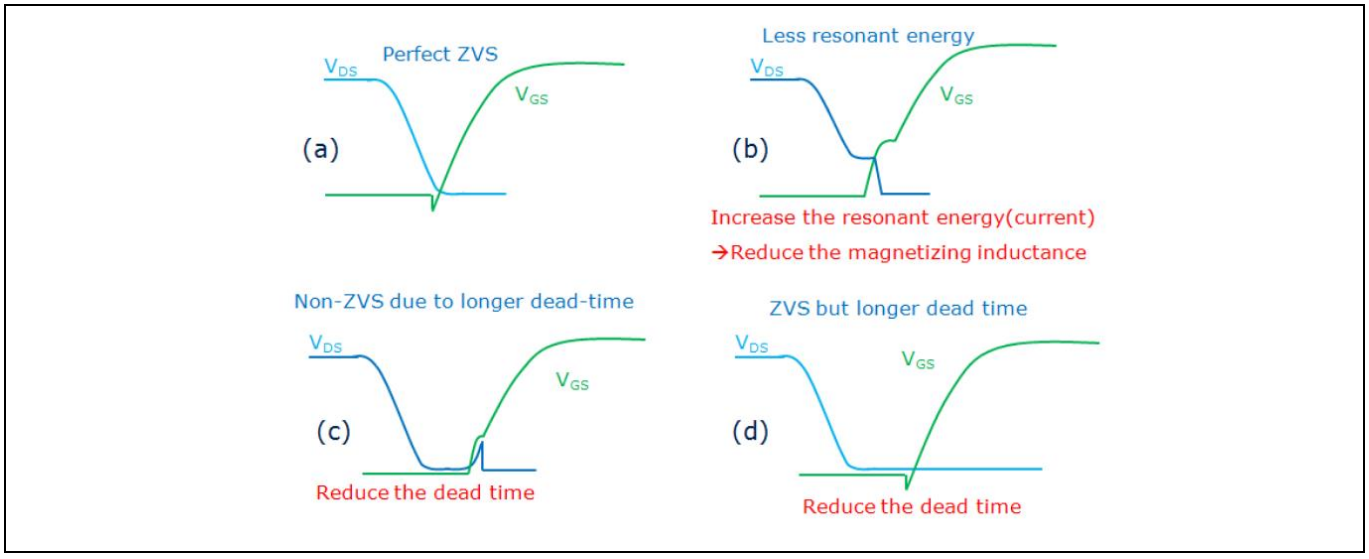

Figure 13 Dạng sóng cho MOSFET Điện năng ZVS và Giải pháp

4.2 Thiết kế Máy biến áp Chính LLC

Sau khi tỷ số vòng quấn và điện cảm của máy biến áp chính được xác nhận xong thì có thể có được các thông số thiết kế của máy biến áp.

Với số vòng quấn thứ cấp được chọn:

$$N_s = 6\ turns$$

Số vòng quấn sơ cấp có thể được tính như sau:

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

Để cấp điện Vcc cho ICL5102, cuộn dây phụ được đưa ra. Tỷ số vòng quấn được tính như sau nếu giả sử Vcc = 15 V:

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

Số vòng quấn phụ có thể được tính như sau:

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

Theo biểu đồ biểu thị lợi suất sau, theo các điều kiện tải khác nhau từ công cụ thiết kế LLC ICL5102, tần suất chuyển mạch nhỏ nhất của bộ chuyển đổi LLC tại lợi suất lớn nhất có thể có được như sau:

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

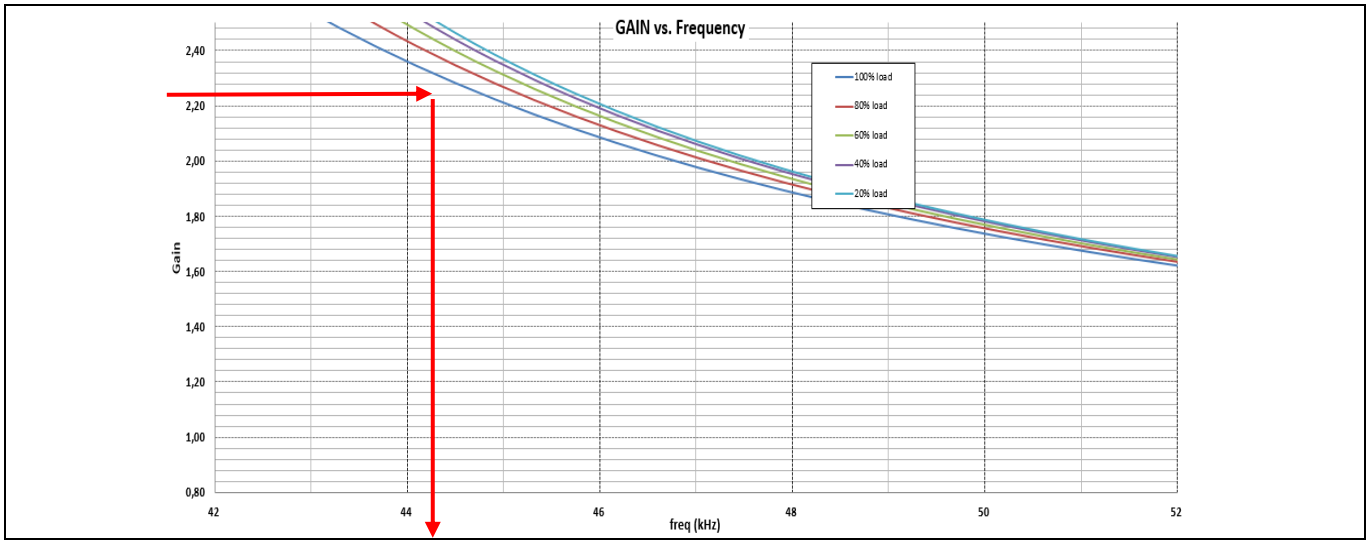

Figure 14 Lợi suất so với Tần suất cho các Điều kiện Tải Khác nhau

Dòng RMS trên phần sơ cấp qua bể cộng hưởng có thể được tính như sau:

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

Dòng đỉnh sơ cấp qua bể cộng hưởng có thể được tính:

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

Trong thiết kế tham chiếu ICL5102 130W CC, cuộn cảm cộng hưởng ngoài LLC được cấu tạo bởi Würth Electronic ở phần số **750342805** như là mô hình thiết kế. Trang tiêu chuẩn kỹ thuật như trong **Table 14**:

Table 14 Thông số Cuộn cảm Würth 750342805

Thông số	Giá trị	Đơn vị
Điện cảm	160	µH
Điện trở DC	0,33	Ω
Dòng bão hòa	3,5	A

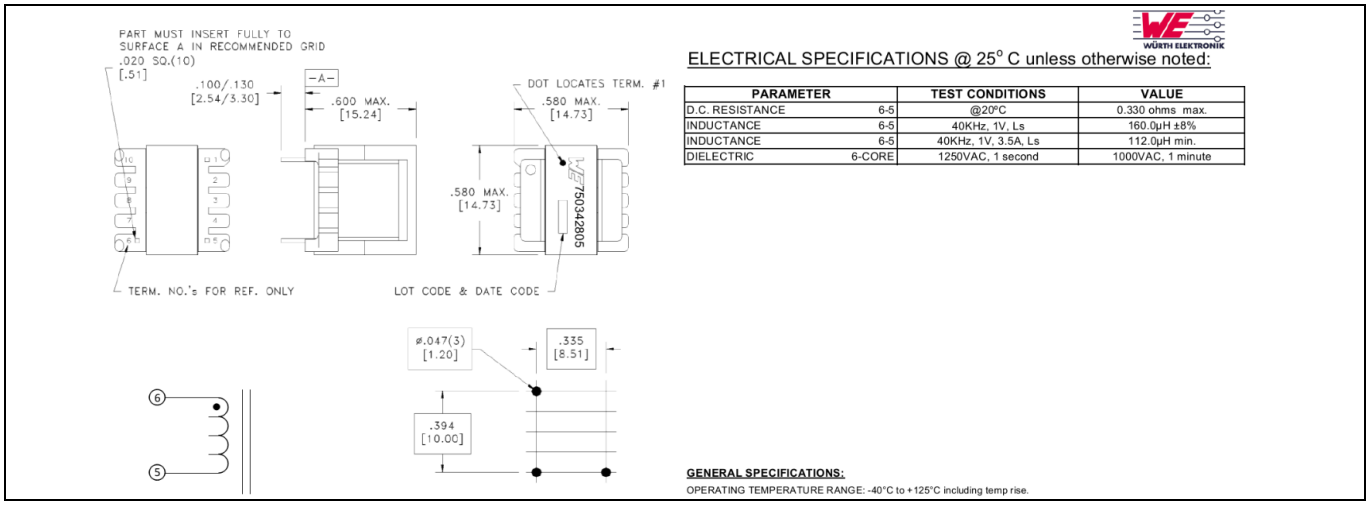

Figure 15 Cuộn cảm Würth 750342805

Máy biến áp chính LLC được cấu tạo bởi Würth Electronic ở phần số **750342886** như là mô hình thiết kế. Trang tiêu chuẩn kỹ thuật như trong **Table 15**:

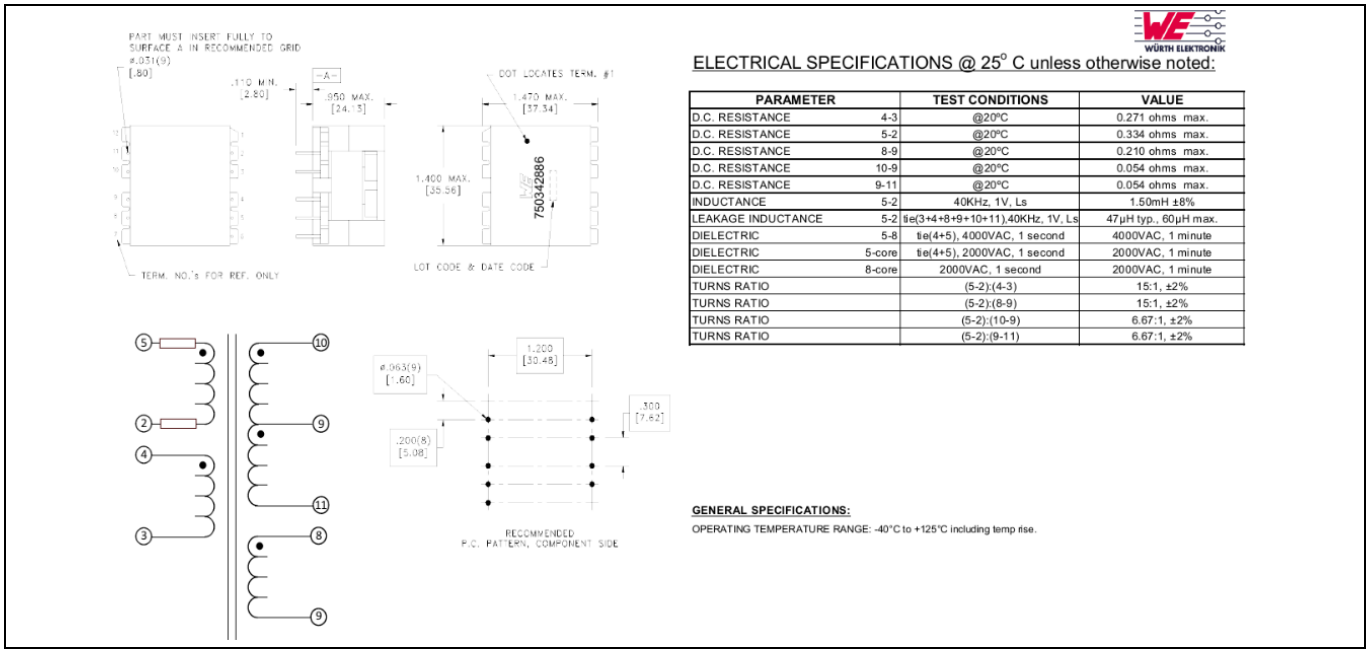

Figure 16 Cuộn cảm Würth 750342886

Table 15 Thông số Cuộn cảm Würth 750342886

Thông số	Giá trị	Đơn vị
Điện cảm chính	1500	µH

Thông số	Giá trị	Đơn vị
Điện cảm thất thoát	47	µH
Tỷ số vòng quấn N_p/N_s	6,67	-
Tỷ số vòng quấn N_p/N_a	15	-
Cuộn chính sơ cấp điện trở DC	0,33	Ω
Cuộn đầu ra thứ cấp điện trở DC	0,054	Ω
Dòng bão hòa	2	A

4.3 Lựa chọn MOSFET Sơ cấp Kiểu Nửa Cầu

Lựa chọn MOSFET điện năng sơ cấp kiểu nửa cầu được căn cứ chủ yếu vào việc cân nhắc điện áp ngắt cạn nguồn và mức tiêu tán năng lượng.

- Điện áp ngắt cạn nguồn

Theo điện áp bus hoạt động, điện áp ngắt nên được chọn như sau:

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

MOSFET 600 V sẽ phù hợp cho các ứng dụng với bảo vệ xung tăng cường, nên chọn điện áp ngắt cao hơn.

- Tổn hao truyền dẫn

Những tổn hao này có tần suất độc lập và không tỷ lệ đáng kể với tần suất, được tính như sau:

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

Trong thiết kế tham chiếu 130 W, hai MOSFET Infineon 600 V IPD60R400CE của dòng CE family được sử dụng cho phía cao áp và hạ áp. Với $R_{DS(ON)}$ 290 mΩ, tổng tổn hao lớn nhất của mỗi MOSFET được tính như sau:

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

Nhiệt độ tăng lớn nhất của mỗi MOSFET không có bộ tản nhiệt là:

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

Các thông số quan trọng của MOSFET HB được tổng hợp trong **Table 16**:

Table 16 Thông số Thiết kế MOSFET PFC

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp ngắt	$V_{BR_DSS_HB}$	650	V
Điện trở bật MOSFET	$R_{DS(ON)}$	400	mΩ
Tổn hao truyền dẫn MOSFET PFC lớn nhất	$P_{loss_MOS_HB_con}$	0,315	W

4.4 Lựa chọn Điện trở Cảm biến Dòng Phía Hạ áp Kiểu Nửa Cầu

Điện trở cảm biến dòng phía hạ áp được đấu nối tới pin LSCS ICL5102 và nguồn MOSFET phía hạ áp HB để bảo vệ quá dòng bộ chuyển đổi HB. Bên cạnh đó, bảo vệ chế độ dung tính và thời gian chết tự thích nghi cũng được thực hiện với chức năng cảm biến dòng điện tại pin LSCS.

Theo trang thông số kỹ thuật, có hai cấp bảo vệ quá dòng. Giá trị điện trở cảm biến dòng phía hạ áp có thể được tính theo cấp bảo vệ quá dòng cấp 1 như sau:

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

Trong thiết kế tham chiếu 130 W ICL5102, chọn R_{LSCS} = 0,5 Ω. Để đạt được giá trị điện trở chính xác và tối giảm hóa sự tiêu tán năng lượng, điện trở cảm biến dòng điện được tách thành ba điện trở mắc song song 1,2 Ω // 1,2 Ω // 1,5 Ω.

Để có thể thực hiện chức năng giới hạn nguồn điện trong chế độ BM, điện trở R_{PL} giữa pin LSCS và điện trở cảm biến dòng điện được yêu cầu như trong **Figure 17**.

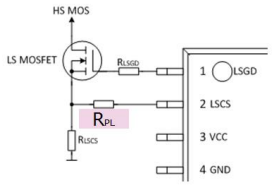

Figure 17 Giới hạn Nguồn điện Chế độ BM ICL5102

Trong chế độ BM trong suốt pha chớp màu, bật bộ điều khiển ICL5102 HB với tần suất chuyển mạch f_{HB_BM} và giảm đều đặn xuống f_{HB_max} để khởi tạo bật mềm (xem **ICL5102 Trang thông số kỹ thuật**). Sau khi bật mềm, tần suất chuyển mạch tiếp tục giảm xuống f_{HB_PL} , được thiết lập bởi điện trở R_{PL}.

Theo **Figure 18**, ngưỡng tham chiếu cao hơn 0 được thiết lập bởi điện trở R_{PL}. ICL5102 sẽ tích hợp vùng trên và dưới ngưỡng này theo điện áp tại pin LSCS. Tần suất chuyển mạch HB sẽ tự điều chỉnh (bằng việc tăng và giảm) cho đến khi tới f_{HB_PL} để việc tích hợp vùng B giống như vùng A1 và vùng A2. Thay đổi giá trị điện trở R_{PL} , tần suất chuyển mạch f_{HB_PL} được thiết lập và do vậy, nguồn điện được chuyển vào trong BM. Giá trị điện trở khuyên dùng R_{PL} là giữa 200 Ω và 1000 Ω.

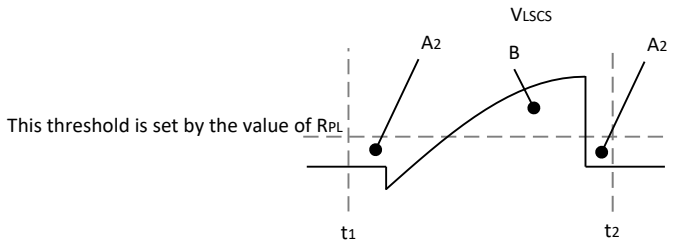

Figure 18 Ngưỡng được thiết lập bởi R_{PL} để Chuyển Nguồn điện Giới hạn vào trong BM

Để lọc tăng vọt điện áp tại pin LSCS để bảo vệ quá dòng không khởi động sai, nên dùng bộ lọc ngoài gồm R_{PL} và tụ nhỏ vài pF. Tụ nên được thay trực tiếp gần pin LSCS.

4.5 Lựa chọn Đi-ốt Chỉnh lưu Thứ cấp Kiểu Nửa Cầu

Nên cân nhắc những yếu tố sau khi lựa chọn đi-ốt chỉnh lưu thứ cấp:

- Điện áp ngắt ngược

Vì lưới chỉnh lưu cầu đủ được sử dụng ở phía thứ cấp nên ứng suất điện áp đi-ốt nên giống như điện áp đầu ra. Tuy nhiên, do thất thoát điện cảm của máy biến áp LLC, các đi-ốt bộ chỉnh lưu có thể gặp đỉnh điện áp cao hơn. Do vậy, nên lưu ý đến biên hệ số 2:

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

- Dòng RMS lớn nhất

Dòng RMS lớn nhất ra qua mỗi đi-ốt bộ chỉnh lưu được tính như sau:

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

Sử dụng đi-ốt với điện dung dòng điện cao sẽ có lợi cho hiệu suất công suất.

- Điện áp thuận

Trực tiếp liên quan tới hiệu suất công suất. Vì vậy, điện áp thuận nên được chọn nhỏ nhất có thể.

- Thời gian phục hồi ngược

Vì các đi-ốt bộ chỉnh lưu đổi nối khó khăn có thể đôi khi không tránh được nên tốt hơn là chọn đi-ốt phục hồi siêu nhanh.

- Tổn hao công suất

Tổn hao công suất duy nhất cần được cân nhắc là tổn hao truyền dẫn. Với điện áp thuận giả sử là 0,5 V, tổn hao truyền dẫn đi-ốt có thể được tính toán như sau:

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

- Đặc trưng nhiệt

Với nhiệt trở của đi-ốt và nhiệt độ môi trường T_A, nhiệt độ đi-ốt bộ chỉnh lưu không sử dụng bộ tản nhiệt được tính như sau:

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

Thông số quan trọng cho đi-ốt tăng áp sử dụng trong thiết kế tham chiếu 130 W được tổng hợp trong **Table 17**:

Table 17 Thông số Thiết kế Đi-ốt Bộ chỉnh lưu Thứ cấp

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Điện áp ngược lớn nhất	$V_{RRM_D_sec}$	200	V
Dòng thuận chỉnh lưu trung bình	$I_{F_D_sec}$	18	A
Điện áp thuận	$V_{F_D_sec}$	0,7	V

4.6 Tụ Đầu ra Thứ cấp Nửa cầu

Dòng gợn sóng ra qua tụ đầu ra là:

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

Gợn sóng dòng đầu ra được xác định là 2% của dòng đầu ra lớn nhất:

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

Gợn sóng điện áp đầu ra được xác định là 1% của điện áp đầu ra lớn nhất:

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

Điện trở nối tiếp tương đương của tụ đầu ra là:

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

Giá trị tụ đầu ra sau đó là:

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

Đôi khi, có thể thỏa mãn tiêu chuẩn kỹ thuật gợn sóng với tụ đầu ra đơn do ESR của tụ điện phân cao. Sau đó, có thể sử dụng các giai đoạn lọc LC (lọc sau) bổ sung hoặc thêm các tụ song song (để giảm ESR). Khi sử dụng các tụ lọc sau, cẩn thận không thay tần số điểm gãy quá thấp. Tần số điểm gãy quá thấp có thể làm hệ thống không ổn định hoặc làm giới hạn băng thông điều khiển. Thiết lập tần số điểm gãy của bộ lọc sau quanh khoảng 1/10–1/5 của tần suất chuyển mạch là điển hình.

Thông số quan trọng cho tụ đầu ra được sử dụng trong thiết kế tham chiếu 130 W được tổng hợp trong **Table 18**:

Table 18 Thông số Thiết kế Tụ Đầu ra

Thông số	Biểu tượng	Giá trị	Đơn vị
Định mức Điện áp	$V_{out_C_sec}$	100	V
Điện trở Nối tiếp Tương đương	ESR	0,22	Ω
Tụ Đầu ra	C_{out}	220//220	µF

4.7 Điều chỉnh Đầu ra Nửa cầu

Trong thiết kế tham chiếu 130 W ICL5102, điều chỉnh đầu ra bộ chuyển đổi LLC nửa cầu gồm ba phần: điều chỉnh dòng không đổi, điều chỉnh điện áp không đổi và làm mờ dòng đầu ra:

- Điều chỉnh Dòng Không đổi

Khi hoạt động bình thường, bộ chuyển đổi LLC cung cấp dòng đầu ra không đổi. Điều chỉnh dòng được nhận ra qua bộ điều chỉnh PI dựa trên bộ khuếch đại thuật toán LM358 như trong **Figure 19**. Dòng đầu ra được đo qua ba điện trở mắc song song R50, R51 và R52. Các điện trở cảm biến dòng này phải có độ chính xác cao để điều chỉnh dòng một cách chính xác. Dòng tham chiếu đầu ra được thiết lập qua điện áp được chia từ điện áp nguồn phụ hoặc từ điện áp làm mờ dimming.

- Làm mờ Dòng Đầu ra

Dựa vào điều chỉnh dòng không đổi, bộ làm mờ 1–10 V được thực hiện và cung cấp tín hiệu tham chiếu dòng cho việc điều chỉnh dòng đầu ra. Cuộn phụ thứ cấp với bộ điều chỉnh tuyến tính được thiết kế để cấp nguồn cho mạch mờ dần.

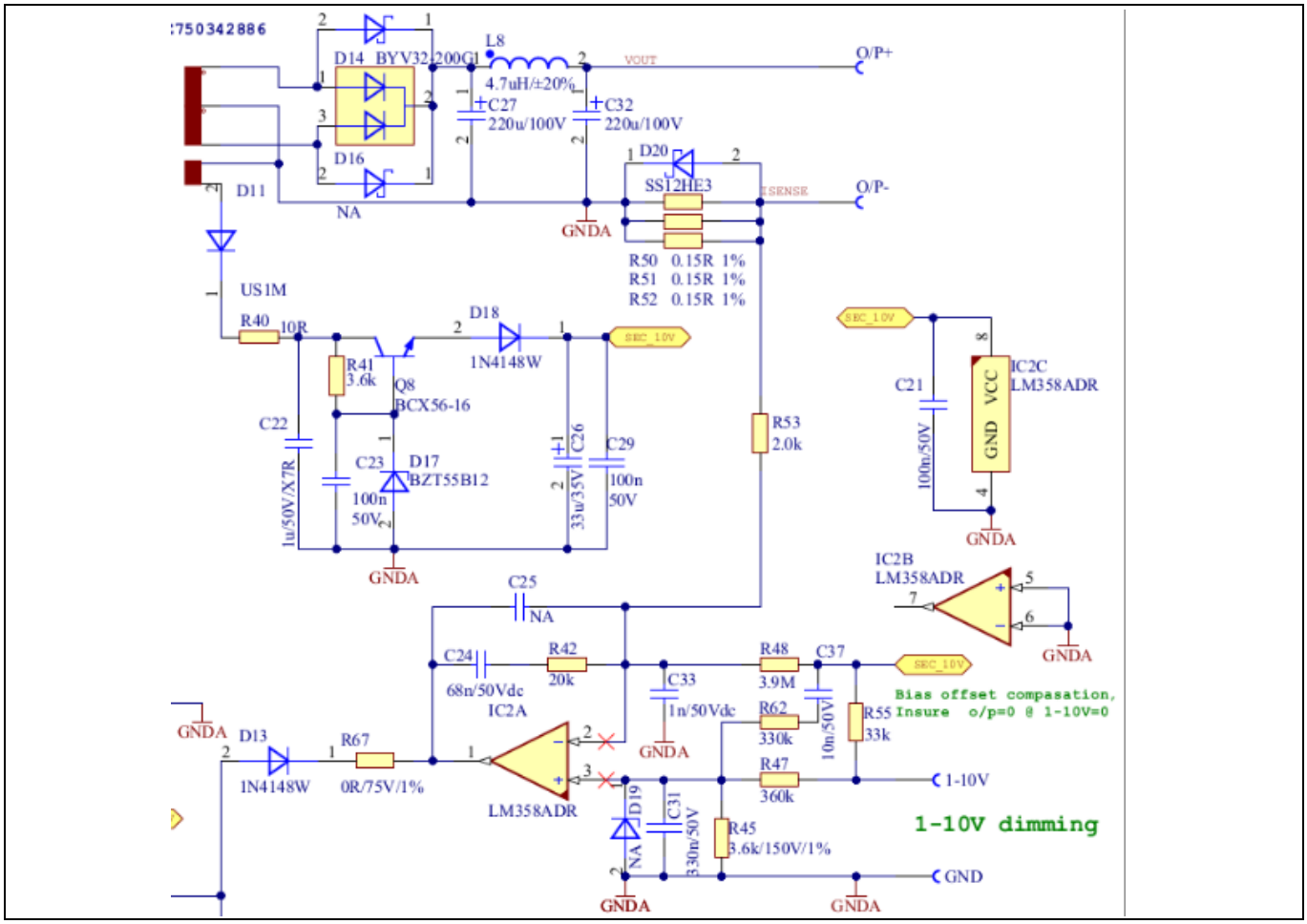

Figure 19 Điều chỉnh Dòng Đầu ra phía Thứ cấp

- Điều chỉnh Điện áp Đầu ra Không đổi

Ngoài vào việc điều chỉnh dòng, điều chỉnh điện áp đầu ra không đổi bằng cách sử dụng TL431 để làm LED sáng lên trong điều kiện mờ tắt dần được thực hiện để điện áp đầu ra không bị xả cao hơn điện áp LED thuận thấp nhất có thể. Điều này như trong **Figure 20**:

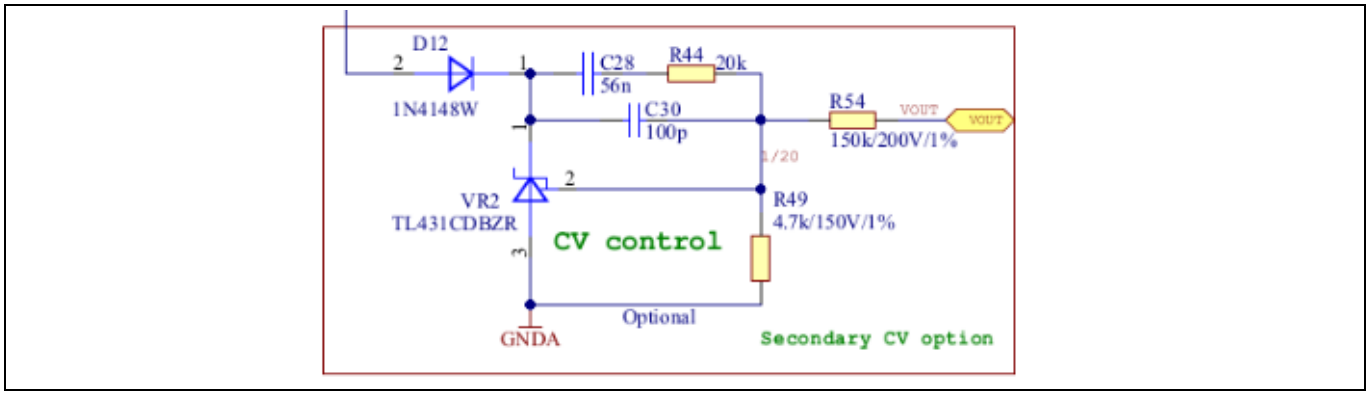

Figure 20 Điều chỉnh Điện áp Đầu ra Không đổi Phía Thứ cấp

Một khi bộ làm mờ đưa trình LED driver vào điều kiện mờ tắt dần, bộ điều chỉnh dòng không đổi sau đó được thay bằng bộ điều chỉnh điện áp đầu ra không đổi. ICL5102 sẽ vào chế độ BM theo điều chỉnh điện áp đầu ra.

4.8 Thiết lập Tần suất

Để đóng vòng điều chỉnh, tín hiệu phản hồi từ mạch điều chỉnh dòng phía thứ cấp qua bộ ghép quang phải được đấu nối tới ICL5102.

Trong suốt quá trình hoạt động bình thường, bộ điều khiển HB ICL5102 sử dụng CCO để xác định tần suất chuyển mạch. Tần suất chuyển mạch được xác định bởi dòng I_{RF} ra của pin RF. Pin RF duy trì điện áp không đổi V_{RF} = 2,5 V. Điện áp này cùng với điện áp tại pin V_{BM}, các điện trở R_{BM} và R_{RF}, cũng như bộ ghép quang xác định dòng ra của pin RF như trong công thức sau và **Figure 21**:

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

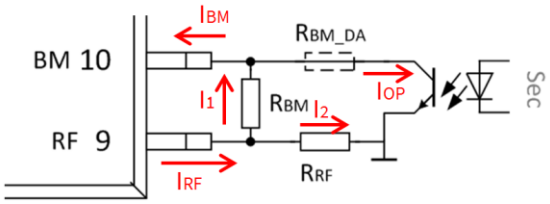

Figure 21 Xác định Dòng Pin RF ICL5102

Để xác định hai điện trở R_{RF} và R_{BM}, cần có tần suất chuyển mạch nhỏ nhất và lớn nhất của bộ chuyển đổi LLC HB.

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

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

CCO của bộ điều khiển HB ICL5102 được xác định tuyến tính với tỷ số quét không đổi C_{FC} như trong **Figure 22**:

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

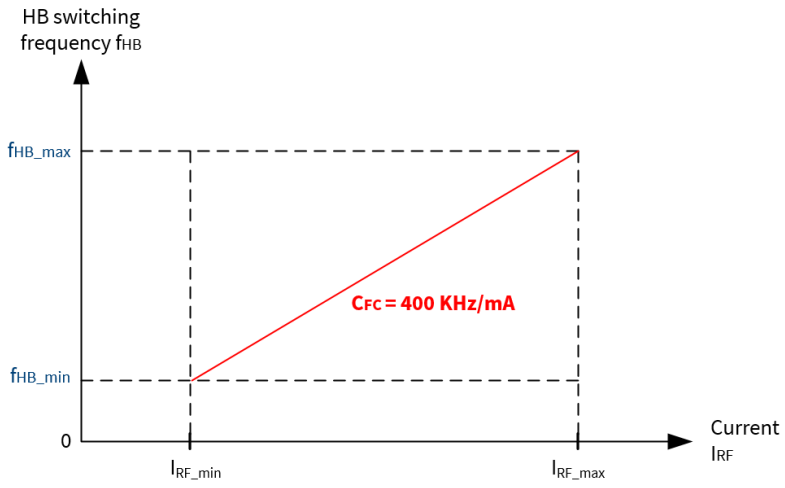

Figure 22 CCO của ICL5102 ở Điều kiện Hoạt động Bình thường

Việc tính toán của hai điện trở R_{RF} và R_{BM} như bên dưới:

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

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

Chọn giá trị của cả hai điện trở để thiết kế tham chiếu 130 W ICL5102 không vào chế độ BM nhằm tránh làm LED nhấp nháy. Chế độ BM chỉ dành cho chế độ chờ trong hoạt động mờ tắt dần.

4.9 Bảo vệ Quá áp Đầu ra Sơ cấp

ICL5102 cho khả năng bảo vệ quá áp nhanh khác ở phía sơ cấp bằng cảm biến điện áp cuộn dây. Chức năng này được nhận ra bằng cách đấu nối pin OVP với cuộn phụ của máy biến áp HB như trong **Figure 23**:

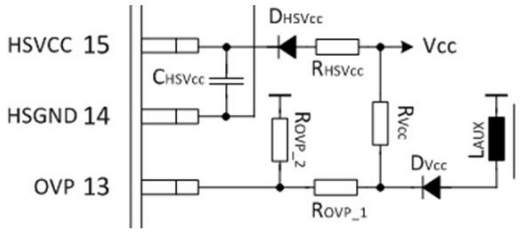

Figure 23 Mạch Phát hiện OVP Đầu ra HB

Để quyết định R_{OVP_1} và R_{OVP_2}, có thể sử dụng công thức sau:

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

Nếu cấp điện áp đầu ra sơ cấp được xác định là 90 V thì tỷ suất bộ phân chia có thể đạt được như sau:

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

5 Cấp Nguồn cho ICL5102

Cấp nguồn cho bộ điều khiển ICL5102 được các tụ đấu nối với pin Vcc thực hiện. Nên sử dụng cả tụ điện phân và tụ sứ mắc song song như các tụ Vcc. Do có điện dung cao nên tụ điện phân thích hợp làm bộ nhớ điện tích nhưng lại có trạng thái khử AC kém. Tụ sứ ngược lại có hiệu quả tái ghé AC xuất sắc nhưng lại có điện dung giảm tải lớn phụ thuộc vào điện áp và nhiệt độ.

Các tụ Vcc có thể được nạp bởi mạch khởi động cao áp hoặc bởi cuộn phụ PFC hay bởi cuộn phụ HB theo các yêu cầu và điều kiện khác nhau. Điều này được mô tả trong các phần sau.

5.1 Cấp nguồn

Ngay vào lúc khởi động đầu tiên, sau khi đặt đầu vào AC thì các tụ Vcc phải được nạp bởi mạch khởi động cao áp trước khi Vcc đạt ngưỡng bật. Mạch khởi động có thể được thiết kế như minh họa trong **Figure 24**:

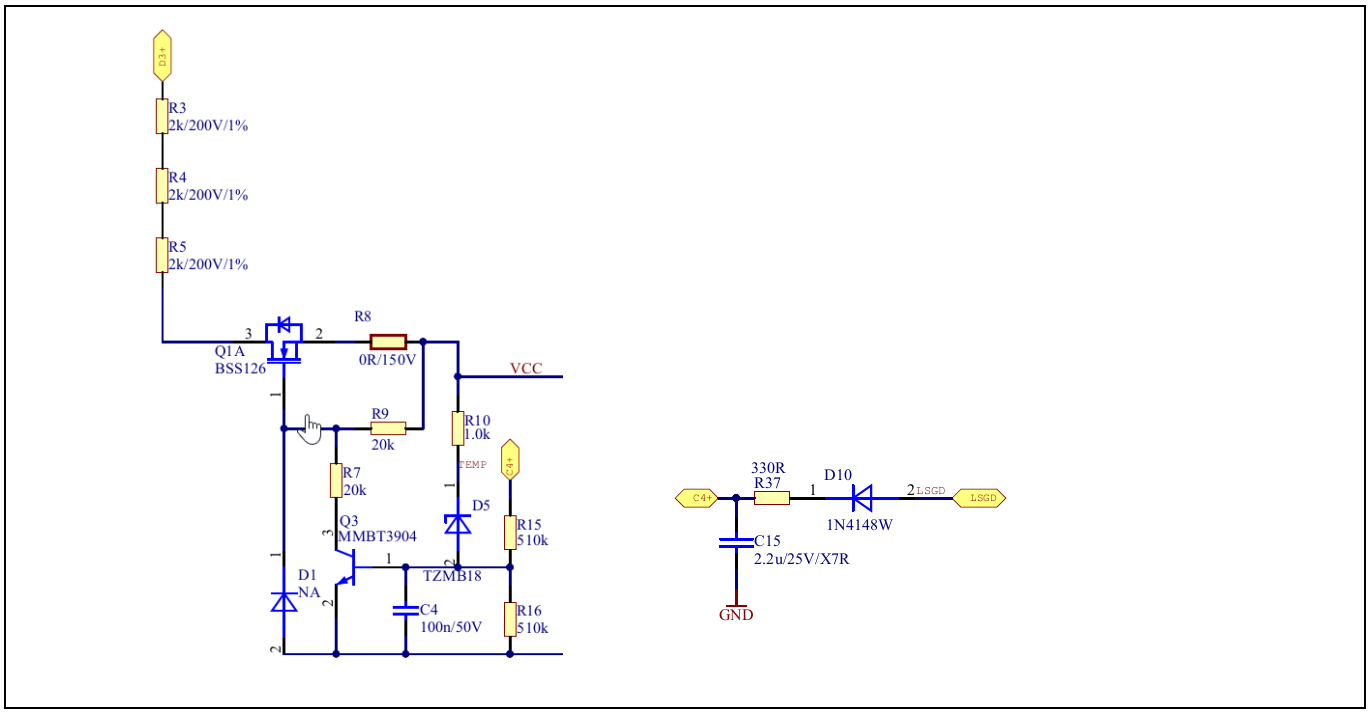

Figure 24 Cấp Nguồn Vcc từ Mạch Khởi động

Mạch khởi động được nối tới đầu vào AC chỉnh lưu sau bộ chỉnh lưu kiểu cầu qua các điện trở giới hạn dòng R3, R4 và R5. MOSFET cạn nguồn BSS126 được sử dụng để chức năng nạp Vcc hoạt động một cách tự động sao cho Vcc ở dưới ngưỡng nhất định phụ thuộc vào thiết kế theo yêu cầu của khách hàng.

Dòng điện nạp bị các điện trở R3, R4 và R5 giới hạn phụ thuộc vào thời gian sáng từ yêu cầu hệ thống LED driver. Giả sử thời gian sáng yêu cầu là 500 ms, tụ Vcc là 220 uF, thời gian khởi động PFC và HB là mỗi 50 ms thì dòng điện nạp nhỏ nhất có thể được tính như sau:

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

Để đảm bảo rằng dòng điện nạp này có thể được cung cấp tại đầu vào dòng thấp để thời gian sáng là dưới 500 ms, giá trị điện trở giới hạn dòng được tính toán như sau:

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

Và dòng điện nạp lớn nhất tại đầu vào dòng cao là:

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

Nên tách R_{HV} thành ba điện trở mắc nối tiếp là R3, R4 và R5 để tối giảm hóa ứng suất nguồn và điện áp của mỗi điện trở giới hạn dòng.

5.2 Cấp Nguồn trong suốt quá trình Hoạt động

Sau khi đạt ngưỡng bật Vcc, ICL5102 sẽ khởi động giai đoạn PFC đầu tiên để tăng điện áp bus lên V_{bus} = 450 V và sau đó, giai đoạn HB bắt đầu hoạt động. Nếu không có cấp nguồn Vcc từ cuộn phụ PFC được thiết kế, mạch khởi động cao áp Vcc nên dừng làm việc muộn nhất khi HB bắt đầu làm việc và cuộn phụ HB sẽ tiếp quản việc nạp điện của các tụ Vcc. Mạch khởi động có thể mất tác dụng bởi cấp điện áp Vcc nhất định hoặc bởi chuyển mạch cổng hạ áp HB như trong **Figure 24**.

Nên điều chỉnh điện áp Vcc không cao hơn 16 V để giảm điện năng tiêu thụ bởi ICL5102 và tránh quá nhiệt. Mạch tham chiếu sử dụng bộ điều chỉnh tuyến tính cho mạch cấp nguồn Vcc như trong **Figure 25** bên dưới:

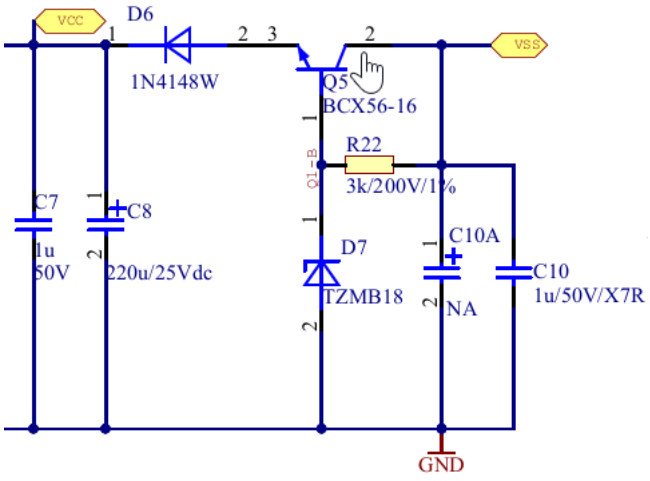

Figure 25 Bộ Điều chỉnh Tuyến tính cho Cấp Nguồn Vcc

5.3 Cấp Nguồn cho Driver Cao Áp

Do mát nối của driver cổng cao áp của ICL5102, cấp nguồn cho cao áp được tách riêng và nhận biết qua mạch bootstrap. Điều này như trong **Figure 26**:

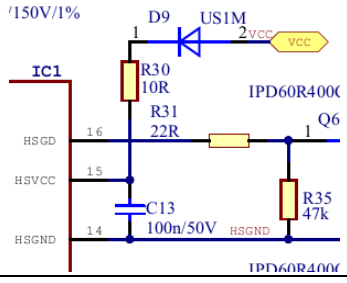

Figure 26 Mạch bootstrap cho Cấp Nguồn Cao Áp

Để tối ưu hóa trạng thái chuyển mạch HB trong suốt quá trình khởi động và ở chế độ truyền từng đợt, tụ HSVcc có mục tiêu đạt ngưỡng bật lên trong vòng xung cổng hạ áp đầu tiên. Do vậy, điện dung có thể được tính như sau:

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

Giả sử tần suất khởi động HB bắt đầu với 300 Khz có thời gian chết là 500 ms, ngưỡng bật Vcc cao áp lớn nhất là 11 V, Vcc là 15 V, điện áp thuận đi-ốt bootstrap là 0,7 V, điện trở giới hạn dòng là 10 Ω, giá trị tụ là:

$$C_{HSVcc} < 120nF$$

Trong thiết kế tham chiếu 130 W ICL5102, chọn tụ 100 nF.

Đi-ốt trong mạch bootstrap phải là đi-ốt cao áp 600 V theo cấp điện áp bus. Tốc độ phục hồi ngược phải là siêu nhanh.

5.4 Các cân nhắc khác cho Cấp Nguồn ICL5102

Trong điều kiện mờ tắt dần, ICL5102 làm việc ở chế độ BM. Nhằm đảm bảo cấp nguồn cho ICL5102 để Vcc không rơi xuống dưới ngưỡng UVLO, cuộn phụ khác cho cấp nguồn như là các cuộn phụ cuộn cảm ứng cộng hưởng PFC hay ngoài có thể được tính đến.

6 Bảo vệ Quá Nhiệt

ICL5102 cung cấp bảo vệ quá nhiệt qua cảm biến nhiệt NTC mắc ngoài tại pin OTP. Dòng nguồn ra của pin OTP là I_{OTP} = 100 uA. Dòng điện sinh ra tụt áp trên cảm biến NTC được đấu nối. Một khi điện áp tại pin OTP giảm xuống V_{OTP_off} = 625 mV lâu hơn thời gian xóa $t_{OTP_blanking}$ = 620 us trong hoạt động bình thường thì cả hai giai đoạn PFC và HB dừng chuyển mạch và ICL5102HV sẽ vào chế độ tự khởi động. Hoạt động PFC và HB phục hồi sau khi điện áp tại pin OTP cao hơn V_{OTP_start} = 703 mV để $t_{OTP_blanking}$ lâu hơn. Điều này như trong **Figure 27**.

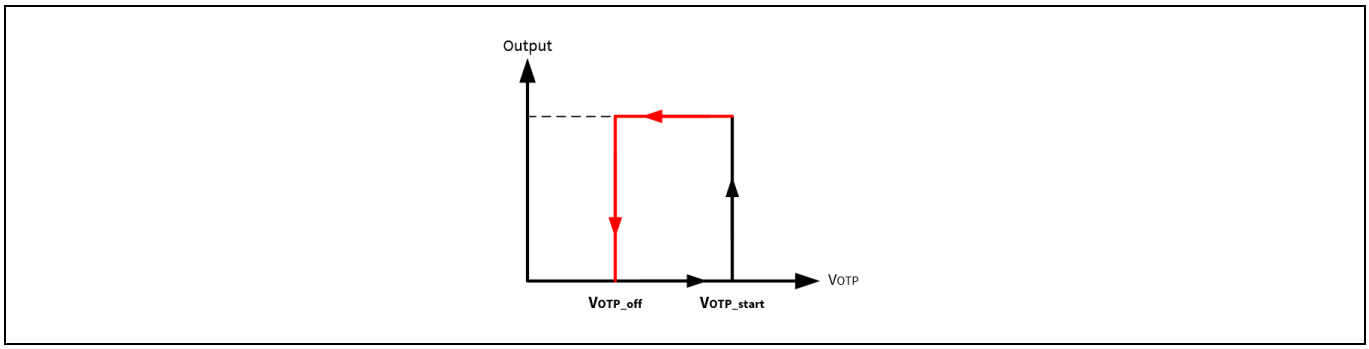

Figure 27 Bảo vệ Quá Nhiệt Ngoài

Để kích ngưỡng bảo vệ quá nhiệt, NTC đấu nối có giá trị điện trở:

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

Để phục hồi từ bảo vệ quá nhiệt, NTC đấu nối có giá trị điện trở:

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

Với các giá trị tính toán, các cảm biến nhiệt NTC EPCOS 8507 Series được so sánh làm ví dụ trong **Figure 28** bên dưới:

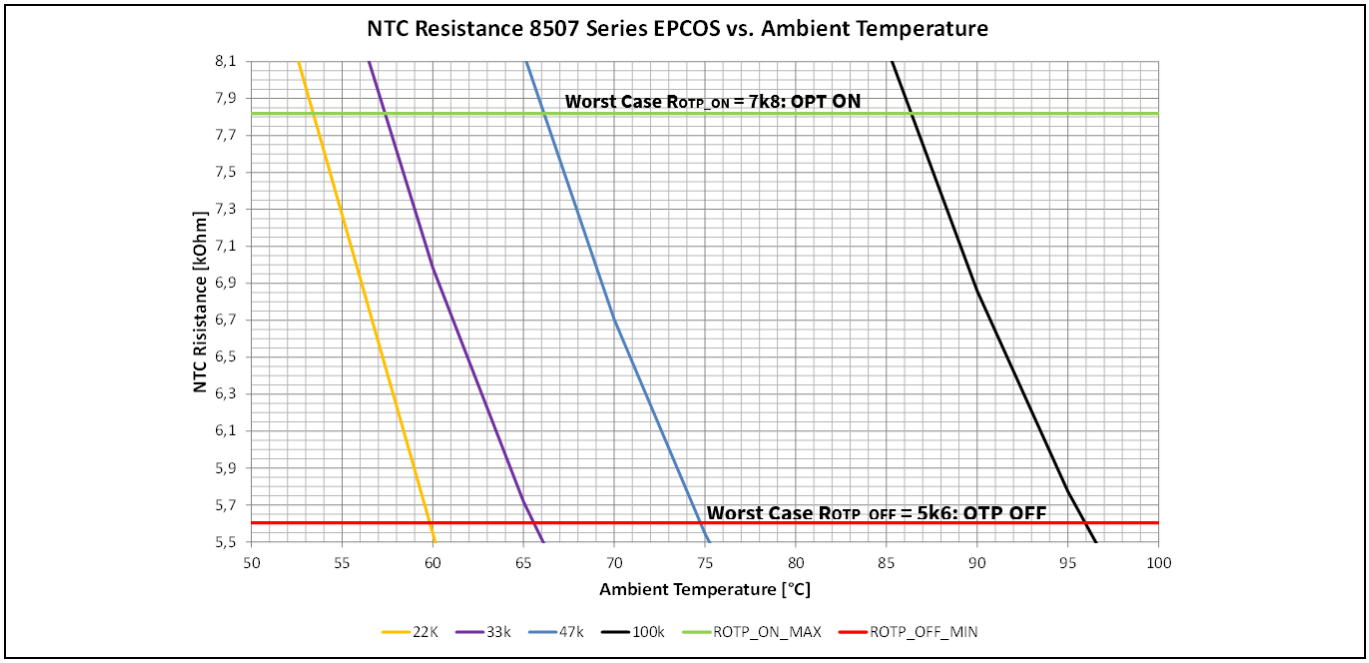

Figure 28 Đặc điểm của EPCPS NTC 8507 Series

Bảo vệ Quá Nhiệt

Từ đặc điểm, NTC 100 kΩ phù hợp và được chọn cho thiết kế tham chiếu 130 W ICL5102.

Thêm vào đó, để điều chỉnh biểu đồ điện trở theo các yêu cầu khác nhau, điện trở mắc nối tiếp hay song song có thể được bổ sung vào NTC. **Figure 29** thể hiện các ví dụ cách điều chỉnh đặc tính của NTC:

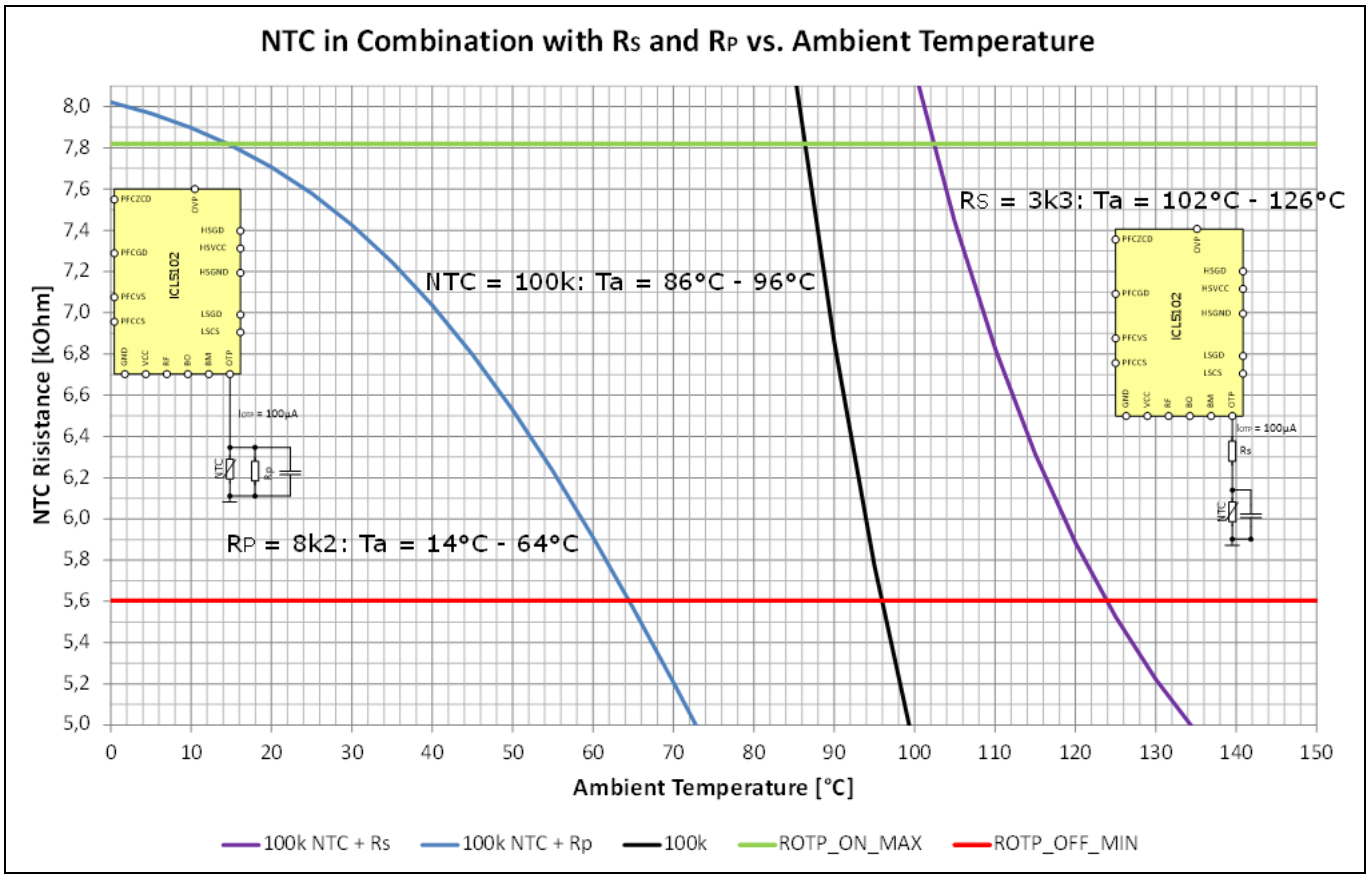

Figure 29 Đặc tính Điều chỉnh của EPCPS NTC 8507 Series

Nên thay tụ sứ chất lượng tốt sát pin OTP để tránh hụt kích bảo vệ OTP do nhiễu âm.

Để làm OTP Ngoài mất tác dụng, điện trở 20 kΩ có thể được bổ sung vào pin OTP thay vì NTC nhằm giữ điện áp luôn cao hơn V_{OTP_start} = 703 mV.

7 Sơ đồ Hoạt động ICL5102

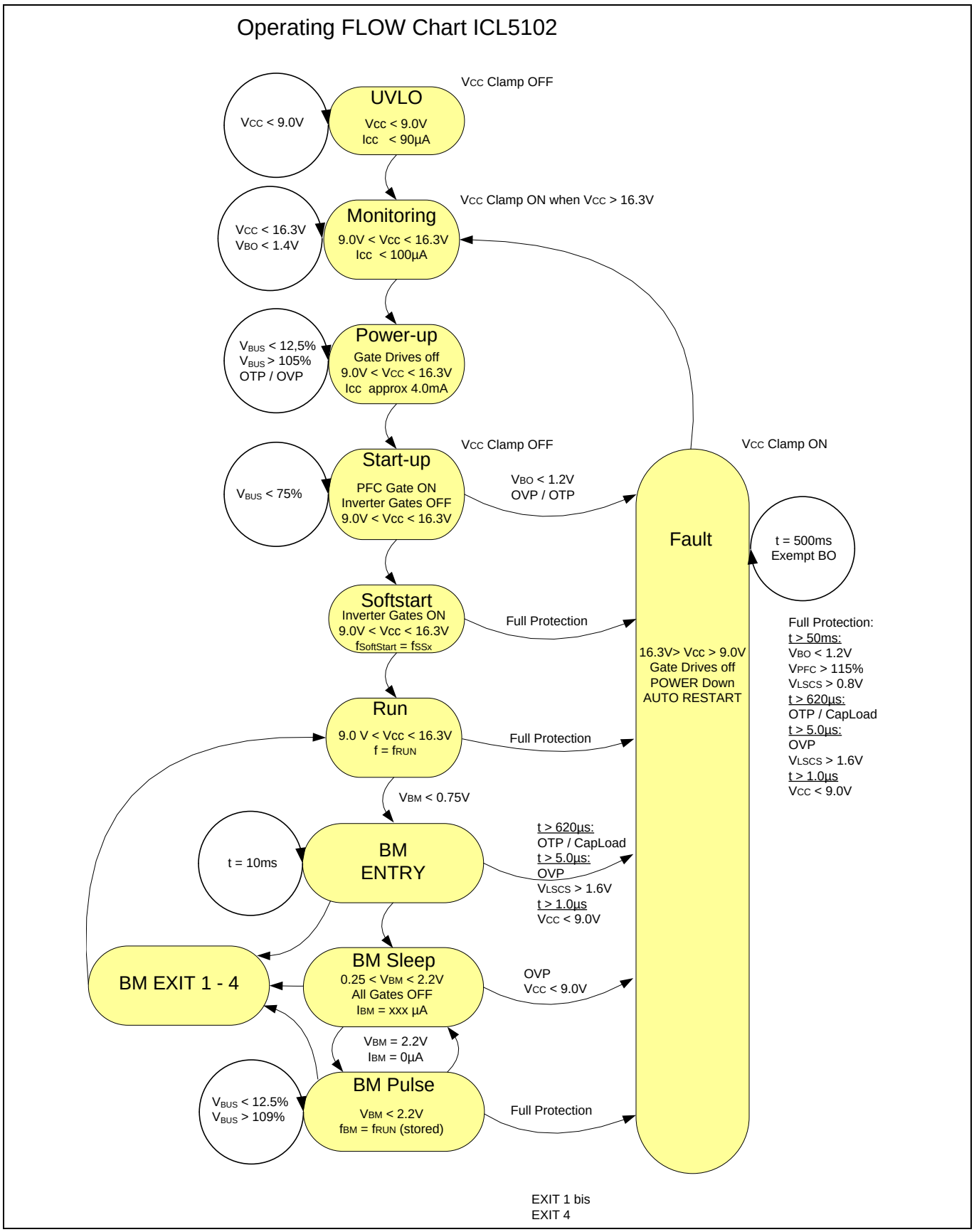

Figure 30 Sơ đồ Hoạt động ICL5102

8 Đặc điểm Bảo vệ

Tất cả đặc điểm bảo vệ ICL5102 được tổng hợp trong ma trận lỗi sau.

Table 19 Ma trận Lỗi ICL5102

Mô tả Lỗi	Đặc tính Lỗi			Chế độ Hoạt động Phát hiện hoạt động							Hệ quả
	Định nghĩa Lỗi	Hành động	Thời lượng ảnh hưởng nhỏ nhất	Theo dõi	Cấp nguồn 130	Khởi động	Khởi động mềm	Chế độ Rune	XUNG truyền	CHỜ truyền	Phản ứng
Điện áp cấp V_{CC} < 16,0 V trước khi cấp nguồn	Ngưỡng khởi động dưới	W	1 µs	X							Chặn Cấp nguồn
Điện áp cấp Vcc < 9,0 V sau khi cấp nguồn	Ngưỡng UVLO dưới	A	1 µs	X	X	X	X	X	X	X	Ngắt nguồn TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI
Phát hiện YẾU nguồn V_{BO} < 1,2 V	BO	A	50 ms			X	X	X	X		Ngắt nguồn TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI khi V_{BO} > 1,4 V
Điều khiển ĐẦY nguồn V_{BO} < 1,4 V	BI	W	1 µs	X							Chặn Cấp nguồn
Phát hiện Quá Nhiệt V_{OTP1} < 703 mV	OTP	W	620 µs		X						Chặn Cấp nguồn
Phát hiện Quá Nhiệt V_{OTP2} < 625 mV	OTP	A	620 µs			X	X	X	X		Ngắt nguồn TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI khi V_{OTP} > 703 mV
Điện áp Bus < 12,5% của cấp định mức	Phát hiện Vòng Mở	W	1 µs		X						Giữ TẤT CẢ cổng dừng điều khiển, KHỞI ĐỘNG LẠI khi V_{BUS} > 12,5%
Điện áp Bus < 12,5% của cấp định mức	Phát hiện Vòng Mở	W	1 µs			X	X	X	X		Dừng FET PFC KHỞI ĐỘNG LẠI khi V_{BUS} > 12,5%
Điện áp Bus < 75% của cấp định mức	Điện áp Dưới PFC	W	1 µs			X					Tránh Khởi động tới khi V_{BUS} > 75% Giữ cổng HB DỪNG điều khiển
Điện áp Bus > 105% của cấp định mức	Quá áp PFC	W	5 µs		X						Giữ TẤT CẢ cổng dừng điều khiển TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI sau V_{BUS} > 105%
Điện áp Bus > 109% của cấp định mức	Quá áp PFC	W	5 µs			X	X	X	X		Dừng FET PFC KHỞI ĐỘNG LẠI khi V_{BUS} < 105%

Đặc điểm Bảo vệ

Mô tả Lỗi	Đặc tính Lỗi			Chế độ Hoạt động Phát hiện hoạt động							Hệ quả
Điện áp Bus > 115% của cấp định mức	Quá áp Bộ đảo lưu	A	50 ms				X	X	X		Ngắt nguồn TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI
Quá Áp Đầu ra V_{OVP} > 2,5 V	OVP	W	5 µs		X						Chặn Cấp nguồn
Quá Áp Đầu ra V_{OVP} > 2,5 V	OVP	A	5 µs			X	X	X	X	X	Dừng TẤT CẢ FET KHỞI ĐỘNG LẠI khi V_{OVP} < 2,5 V
Hoạt động Phụ tải Điện dung dưới ảnh hưởng cộng hưởng	Tải đầu cọc	A	620 µs				X	X	X		Ngắt nguồn TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI
Điều khiển Phụ tải Điện dung	Điều khiển Phụ tải Điện dung	N	1/2 chu kỳ				X	X			Tăng tần suất HB
N = Được xử lý trong quá trình Hoạt động Bình thường	W = Chờ trong khi Điều kiện được đưa ra										A = Tự Khởi động
	Định nghĩa Lỗi	Hành động	Thời lượng ảnh hưởng nhỏ nhất	Theo dõi	Cấp nguồn 130	Khởi động	Khởi động mềm	Chế độ Rune	XUNG truyền	CHỜ truyền	Phản ứng
Điện áp tại pin PFCCS V_{PFCCS} > 1,0 V	Quá Dòng PFC (Tiếp tục).	N	200 ns			X	X	X	X		Dừng ngay thời gian bật FET PFC
Điện áp tại pin LSCS V_{LSCS} > 0,8 V	Điều khiển quá dòng	N	1/2 chu kỳ				X	X	X		Tăng tần suất HB
Điện áp tại pin LSCS V_{LSCS} > 0,8 V	Đóng Quá dòng	A	50 ms				X	X			Ngắt nguồn TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI
Điện áp tại pin LSCS V_{LSCS} > 1,6 V	Quá dòng bộ đảo lưu	A	500 ns				X	X	X		Ngắt nguồn TỰ KHỞI ĐỘNG LẠI
N = Được xử lý trong quá trình Hoạt động Bình thường	W = Chờ trong khi Điều kiện được đưa ra										A = Tự Khởi động

Đặc điểm Bảo vệ

[1] Thông số kỹ thuật của ICL5102

[2] Báo cáo Kỹ thuật Bảng Quy chiếu 130 W ICL5102

[3] Công cụ Thiết kế LLC ICL5102

[4] Lựa chọn MOSFET Phía Sơ cấp cho Tô-pô LLC, Lưu ý Ứng dụng, Infineon Technologies

Lịch sử sửa đổi

Phiên bản	Ngày phát hành	Mô tả thay đổi
1,0	26/02/2019	Phát hành lần đầu

Thương hiệu
Tất cả sản phẩm tham chiếu hoặc tên dịch vụ cũng như thương hiệu là tài sản của các chủ sở hữu tương ứng.

Phiên bản 2019-02-26
Xuất bản bởi
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Đức

© 2020 Infineon Technologies AG. Bảo lưu mọi quyền.

Bạn có thắc mắc gì về tài liệu hướng dẫn này không?
Email: erratum@infineon.com

Tài liệu tham khảo
DG_EPD_PL39_1712_143020

LƯU Ý QUAN TRỌNG
Những thông tin trong ghi chú ứng dụng này được cung cấp với mục đích gợi ý hướng dẫn cho việc sử dụng sản phẩm và sẽ không được xem là mô tả hoặc bảo hành một chức năng, điều kiện hoặc chất lượng cụ thể của sản phẩm trong bất kỳ trường hợp nào. Trước khi sử dụng sản phẩm, người đọc ghi chú ứng dụng này phải xác định tất cả các chức năng và thông tin kỹ thuật nào khác được đưa ra trong tài liệu này ở trong ứng dụng thực. Infineon Technologies từ chối bảo đảm và chịu trách nhiệm pháp lý dưới mọi hình thức (bao gồm nhưng không giới hạn bảo đảm không xâm phạm quyền sở hữu trí tuệ của bất kỳ bên thứ ba nào) đối với bất kỳ và tất cả thông tin được cung cấp trong ghi chú ứng dụng này.

Các dữ liệu trong tài liệu này chỉ dành riêng cho nhân viên đã được đào tạo kỹ thuật. Bộ phận kỹ thuật của khách hàng có trách nhiệm đánh giá tính phù hợp của sản phẩm đối với ứng dụng dự kiến và tính đầy đủ của thông tin sản phẩm được đưa ra trong tài liệu này so với ứng dụng đó.

Để biết thêm thông tin về sản phẩm, công nghệ điều khoản và điều kiện giao hàng và giá cả, vu lòng liên hệ với văn phòng Infineon Technologies gần nhất (**www.infineon.com**).

CẢNH BÁO
Do yêu cầu kỹ thuật, sản phẩm có thể chứa các chất nguy hiểm. Để biết thông tin về các dạng câu hỏi, vui lòng liên hệ với văn phòng Infineor Technologies gần nhất.

Trừ khi được Infineon Technologies chấp thuận một cách cụ thể dưới dạng văn bản có chữ ký của đại diện ủy quyền Infineon Technologies, không được sử dụng sản phẩm của Infineor Technologies trong trường hợp sản phẩm bị lỗ hoặc quá trình sử dụng có thể gây thương tích cá nhân.