

**3 相 AC 400 V 入力対応
Vienna 整流回路 PFC 電源
デザインガイド**

RD207-DGUIDE-01

東芝デバイス&ストレージ株式会社

目次

1. はじめに	4
2. 主な使用部品	5
2.1. パワーMOSFET TK065N65Z	5
2.2. SiC ショットキーバリアダイオード TRS15N120HB	6
2.3. ドライバークプラール TLP5774H	7
2.4. アイソレーションアンプ TLP7920F	8
3. Vienna 整流回路	9
3.1. Vienna PFC 回路	9
3.2. Vienna PFC 回路動作	9
3.3. その他の Vienna 整流回路	13
4. 3相 AC 400V 入力対応 Vienna 整流回路 PFC 電源	14
4.1. 仕様	15
4.2. 突入防止回路	16
4.3. ヒューズ	16
4.4. バリスター	16
4.5. 電流検出回路	17
4.6. 電圧検出回路	18
4.7. 温度検出回路	19
4.8. ゲート駆動回路	21
4.9. インダクター	22

4.10. 出力コンデンサー 23

1. はじめに

本デザインガイドでは 3 相 AC 400V 入力対応 Vienna 整流回路 PFC 電源 (以下、本デザイン) の各種回路の設計概要について解説します。

産業用設備などへの電力供給には 3 相交流 (AC) 電源が使われていますが、その電圧は海外では 400V (線間電圧) 系が広く普及しています。このような 3 相 AC 400V 系入力を EV 用充電器などの機器に活用する際は、高効率で交流から直流に整流する PFC (Power Factor Correction) 電源が不可欠です。本デザインは、3 相 AC 400V を入力し DC 750V を出力する PFC 電源です。Vienna 整流回路を採用し 3 レベル動作により高い変換効率を実現し、5kW までの電力供給が可能です。

双方向スイッチ部に 650V 系パワー-MOSFET [TK065N65Z](#)、整流部に 1200V 系 SiC ショットキーバリアダイオード [TRS15N120HB](#) と、当社最新のパワーデバイスを搭載し、低損失を達成しています。また、ドライバーカプラー [TLP5774H](#) を MOSFET の絶縁駆動に、アイソレーションアンプ [TLP7920F](#) を入出力電圧の絶縁センシングに使用しています。

2. 主な使用部品

この章では本デザインに使用している主な部品について説明します。

2.1. パワー-MOSFET TK065N65Z

中点の双方向スイッチ部に 650V 系 N チャンネル MOSFET [TK065N65Z](#) を使用しています。TK065N65Z の主な特長は以下のとおりです。

- スーパージャンクション構造 DTMOS の採用によりオン抵抗が低い : $R_{DS(ON)} = 0.054\Omega$ (標準)
- 低容量によるスイッチングスピードの高速化
- 取り扱いが簡単なエンハンスメントタイプです : $V_{th} = 3\sim 4V$ ($V_{DS} = 10V$ 、 $I_D = 1.69mA$)

外観と端子配置

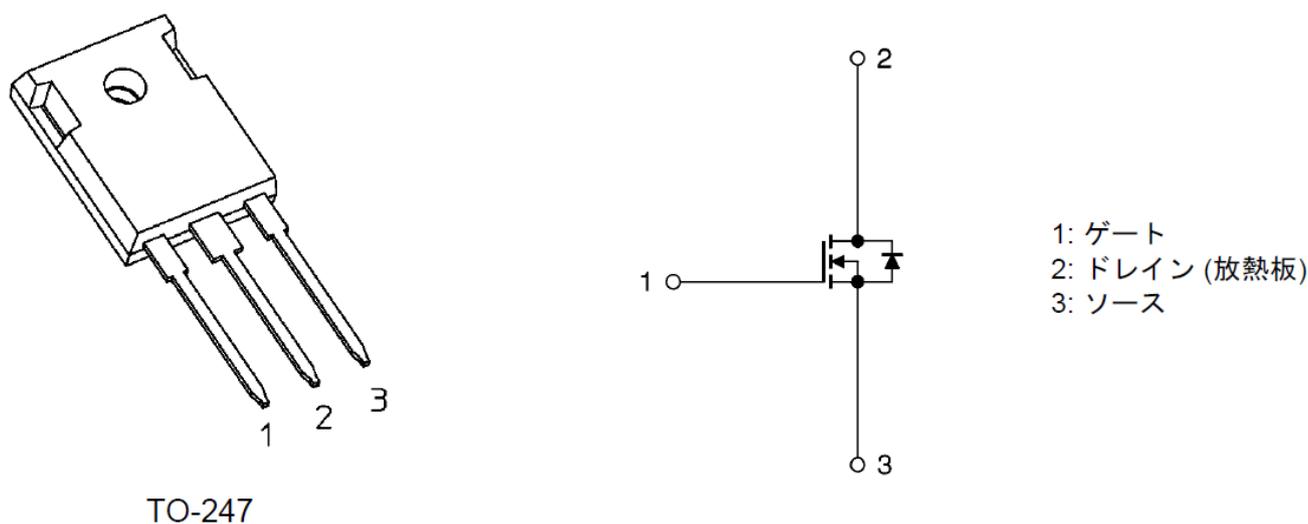


図 2.1 TK065N65Z の外観と端子配置図

2.2. SiC ショットキーバリアダイオード TRS15N120HB

入力側整流部に 1200V 系ダイオード [TRS15N120HB](#) を使用しています。TRS15N120HB の主な特長は以下のとおりです。

- 第 3 世代チップデザイン
- 順電圧が小さい : V_F (Per Leg) = 1.27V (標準)
- 総電荷量が小さい : Q_C (Per Leg) = 43nC (標準)
- 逆電流が小さい : I_R (Per Leg) = 0.7 μ A (標準)

外観と端子配置

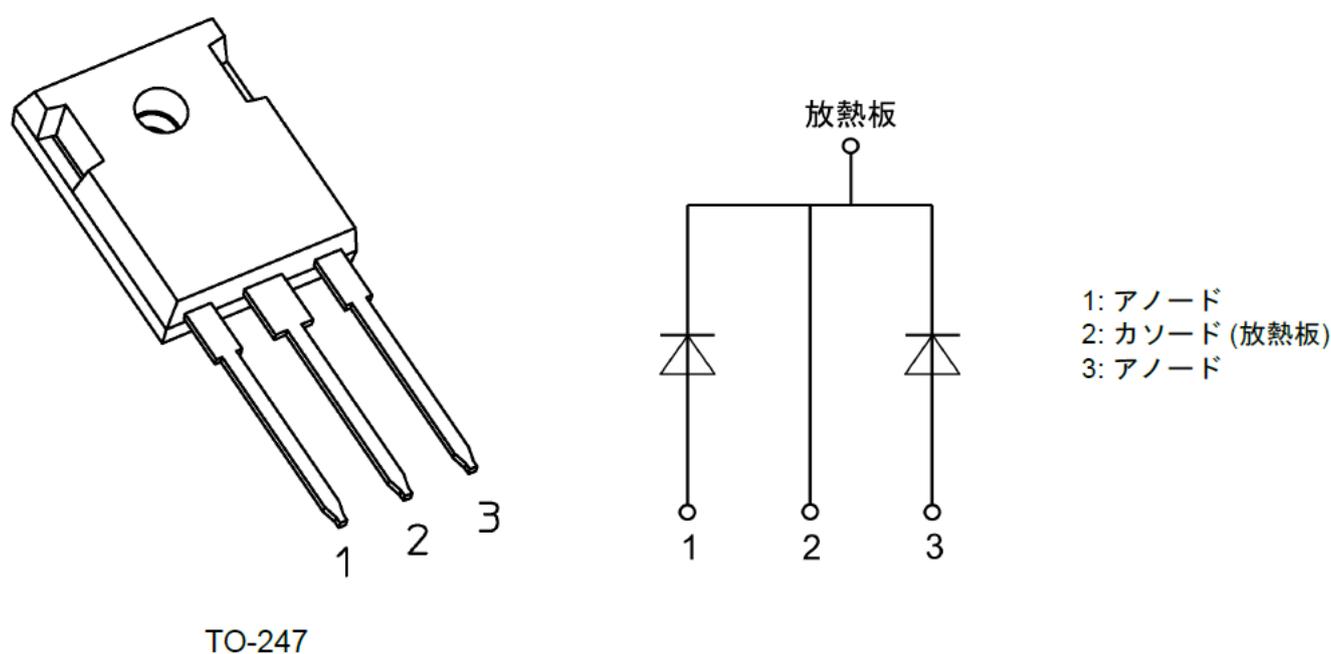


図 2.2 TRS15N120HB の外観と端子配置図

2.3. ドライバークプラートLP5774H

MOSFET のゲートドライバーにゲートドライバーカプラートLP5774Hを使用しています。TLP5774H の主な特長は以下のとおりです。

- バッファロジック出力タイプ (トータムポール出力)
- 出力ピーク電流: $\pm 4.0\text{A}$ (最大)
- 動作温度: $-40 \sim 125^\circ\text{C}$
- 供給電流: 3mA (最大)
- 電源電圧: $10 \sim 30\text{V}$
- スレッシュヨルド入力電流: 2mA (最大)
- 伝搬遅延時間: 150ns (最大)
- コモンモード過渡耐性: $\pm 35\text{kV}/\mu\text{s}$ (最小)
- 絶縁耐圧: 5000Vrms (最小)
- 安全規格対応

外観と端子配置

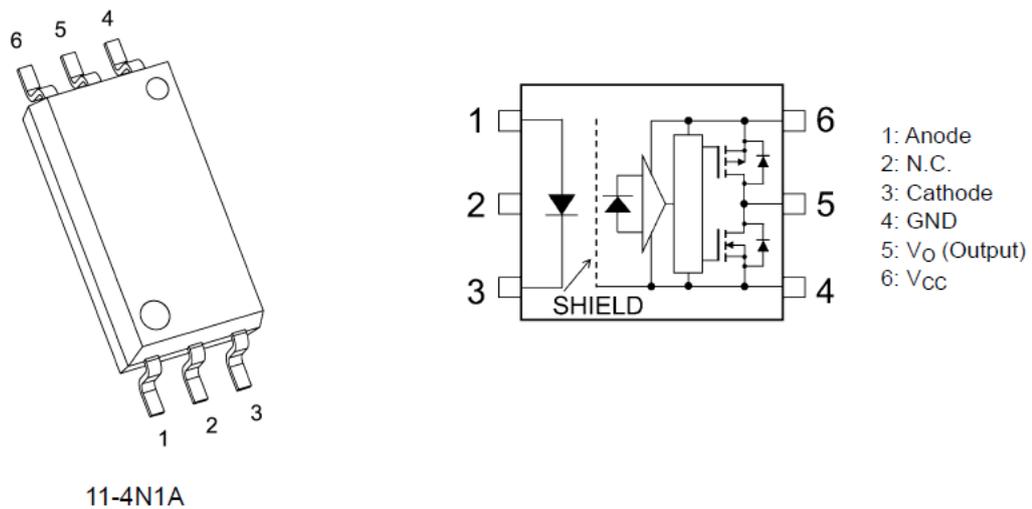


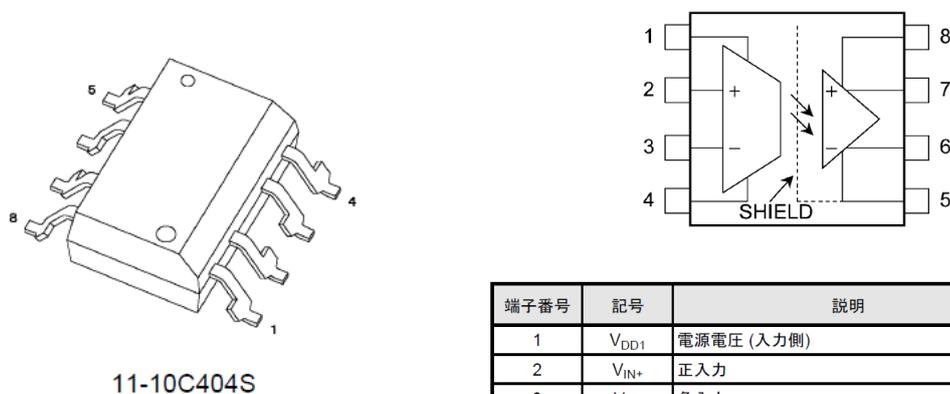
図 2.3 TLP5774H の外観と端子配置図

2.4. アイソレーションアンプ TLP7920F

入力電圧、出力電圧の絶縁センシングに光結合型アイソレーションアンプ [TLP7920F](#) を使用しています。TLP7920F の主な特長は以下のとおりです。

- 電源電圧 (出力側) : 3.0 ~ 5.5V
- 出力供給電流: 6.2mA (標準)
- 動作温度範囲: -40 ~ 105°C
- コモンモードトランジエント除去能力: 15kV/ μ s (最小)
- 安全規格対応

外観と端子配置



端子番号	記号	説明
1	V_{DD1}	電源電圧 (入力側)
2	V_{IN+}	正入力
3	V_{IN-}	負入力
4	GND1	入力側グラウンド
5	GND2	出力側グラウンド
6	V_{OUT-}	負出力
7	V_{OUT+}	正出力
8	V_{DD2}	電源電圧 (出力側)

図 2.4 TLP7920F の外観と端子配置図

3. Vienna 整流回路

この章では、Vienna 整流回路、特に本デザインで採用した回路方式（以下、Vienna PFC 回路）の動作概要を説明します。

3.1. Vienna PFC 回路

図 3.1 に本デザインで採用した Vienna PFC 回路の構成を示します。これは 3 相 3 レベルの AC-DC コンバーター回路です。

2 レベル回路が電源電圧と GND の 2 レベルの電圧を制御しているのに対して、3 レベル回路は、電源電圧と GND の中間点の電位を作り、電源電圧、中間点、GND の 3 レベルの電圧を制御する回路です。この Vienna PFC 回路は 3 レベル EV（電気自動車）用の充電器など大電力の 3 相アプリケーションに使用されます。また、制御電圧振幅は 3 レベル制御により、スイッチング時の電圧振幅は 2 レベル制御時の半分となり、2 レベル回路に比べ耐圧の低い素子を使用することが可能です。一般に、同サイズのスイッチング素子では耐圧が低い方が動作時の損失が小さいため、2 レベル回路に比べ高効率な動作を可能にします。

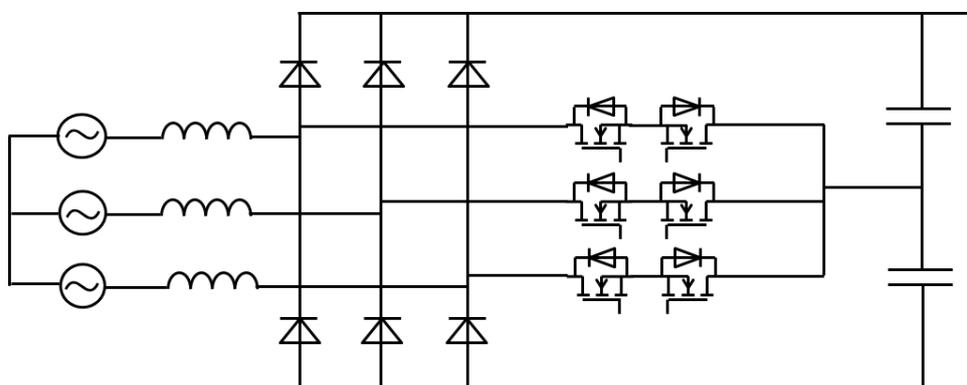


図 3.1 Vienna PFC 基本回路例

3.2. Vienna PFC 回路動作

図 3.2 は Vienna PFC 回路と入力 V_{in} 電圧波形を示しています。図 3.2 (a) は回路における 1 相分の動作回路、図 3.2 (b) はその入力波形を赤で示したものです。Vienna PFC 回路の 1 相分の動作は図 3.2 (a) に示す回路で Q_1 、 Q_2 をオン/オフし、回路の V_{Ain} の電圧を 0、 $E/2$ 、 E の 3 レベルの電圧で制御することで入力電流を正弦波に近づけています。各相は 120° の位相差をもって同様の動作をします。

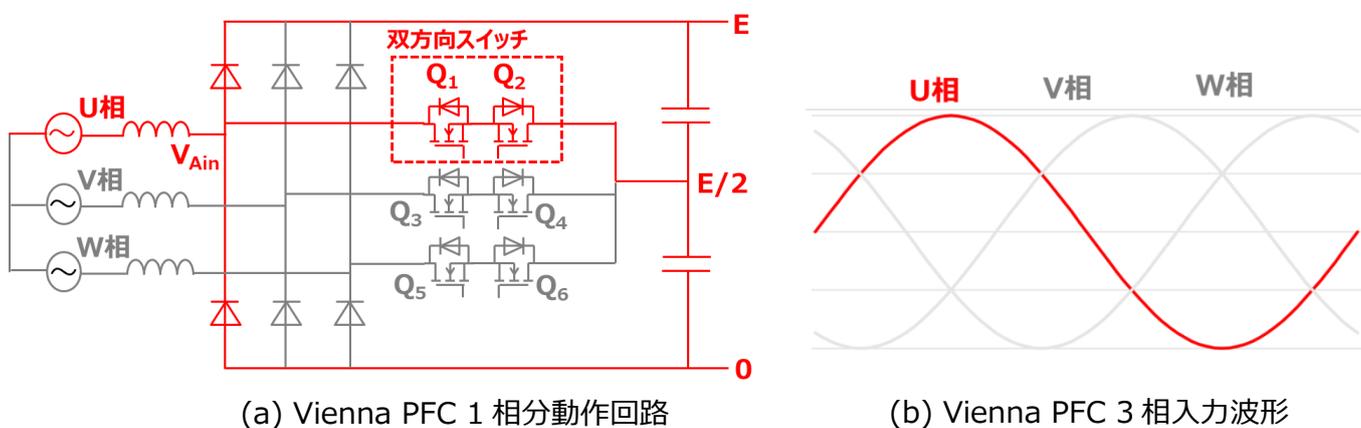


図 3.2 Vienna PFC 回路と入力 V_{in} 波形

図3.2に示す Vienna PFC回路の1相分の回路の動作を図3.3で説明します。

【入力 V_{in} 電圧が正の期間】

図3.3に示すように Q_1 、 Q_2 をオン/オフ制御しています。オフ時は①の経路で電流が流れ V_{Ain} 電圧は E となり、オン時は②の経路で電流が流れ V_{Ain} 電圧が $E/2$ となります。①②の動作を繰り返します。この時の Q_1 、 Q_2 のゲート電圧、 V_{Ain} 電圧および入力電流波形イメージを図3.5に示します。

【入力 V_{in} 電圧が負の期間】

図3.3に示すように Q_1 、 Q_2 をオン/オフ制御しています。オフ時は③の経路で電流が流れ V_{Ain} 電圧は 0 となり、オン時は④の経路で電流が流れ V_{Ain} 電圧が $E/2$ となります。③④の動作を繰り返します。この時の Q_1 、 Q_2 のゲート電圧、 V_{Ain} 電圧および入力電流波形イメージを図3.5に示します。

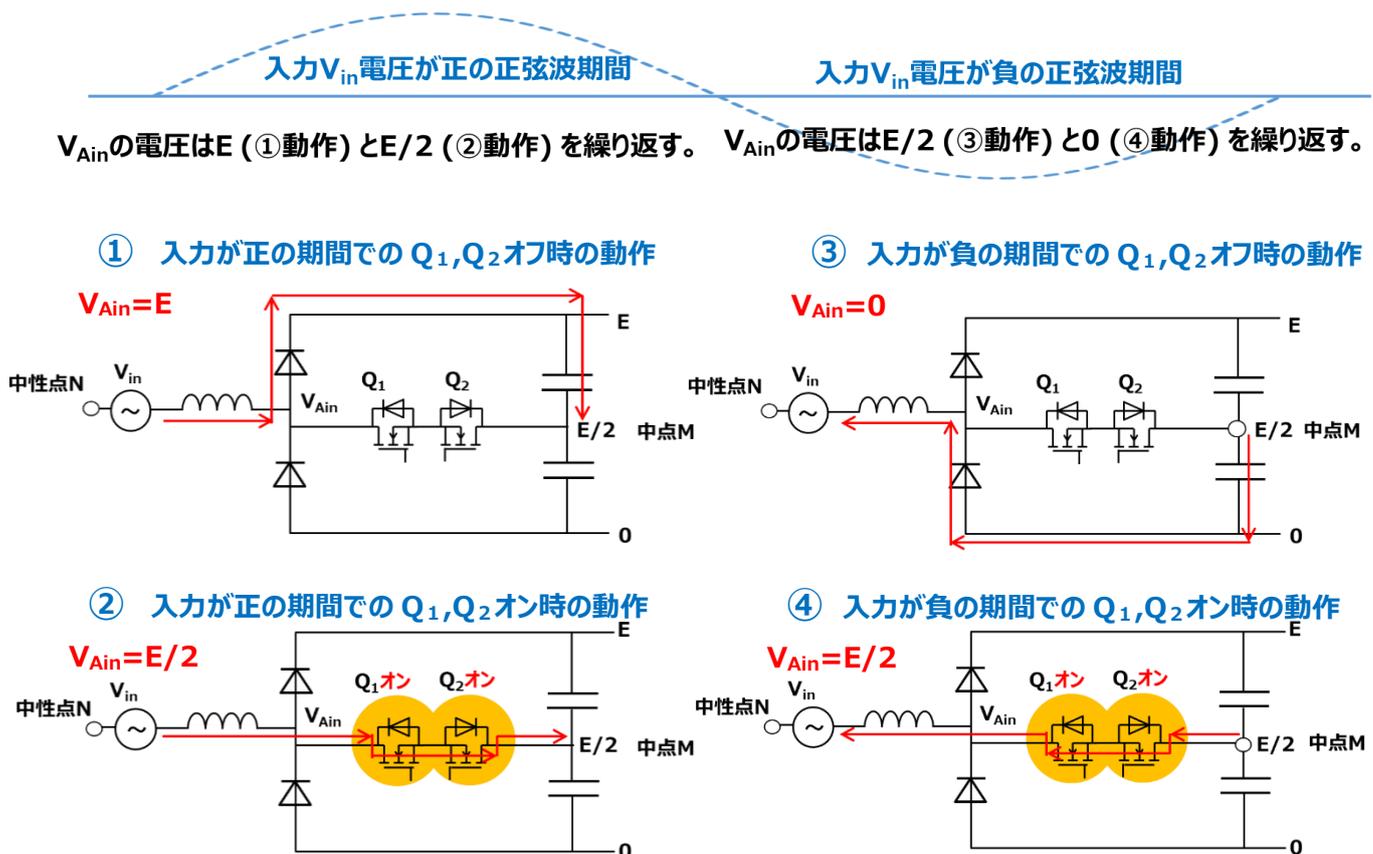


図 3.3 Vienna PFC 回路動作

PFCの動作にはインダクター電流の波形により図3.4に示すように、電流連続モード (CCM : Continuous Current Mode)、電流臨界モード (BCM : Boundary Current Mode)、電流不連続モード (DCM : Discontinuous Current Mode) の3つのモードがあります。図は3つのモードの入力電流が等しい場合におけるインダクター電流の比較イメージ図です。CCMが最もピーク電流が小さく、DCMが最もピーク電流が大きくなります。そのため、出力電力が大きい場合には、ピーク電流が小さくなるCCMが一般的で、本デザインでもCCMを採用しています。

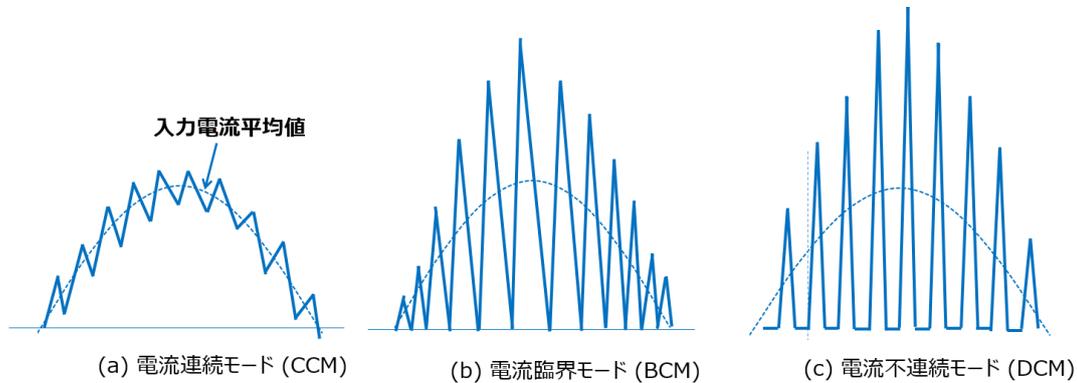


図 3.4 インダクター電流波形

図3.5にCCMでの①～④回路動作 (図3.3) のタイミングと、その時の V_{Ain} 電圧および電流波形イメージを示します。CCMではPWM制御により入力 V_{in} 電圧 (相電圧) が大きい領域になるにつれMOSFETのオン幅を狭くしています。

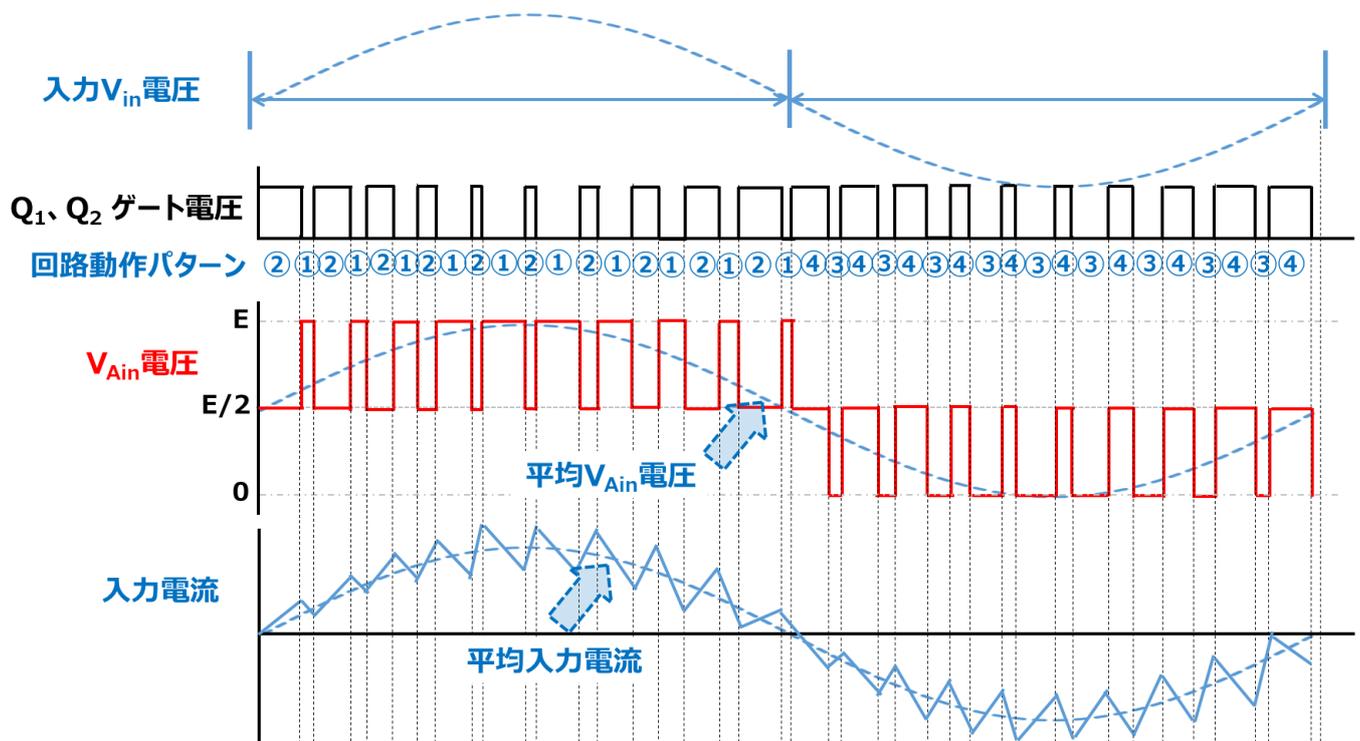


図 3.5 Vienna PFC 回路 電流連続モード波形イメージ

図3.6に各相のMOSFETオン/オフのタイミングを示します。各相は120°の位相差をもっています。相電圧が大きくなるにつれオン幅が狭まります。高調波含有率が低減されることから、パルス波形の中心を合わせるのが一般的です。(パルス内の2つの同色の矢印は同じ間隔幅です。)

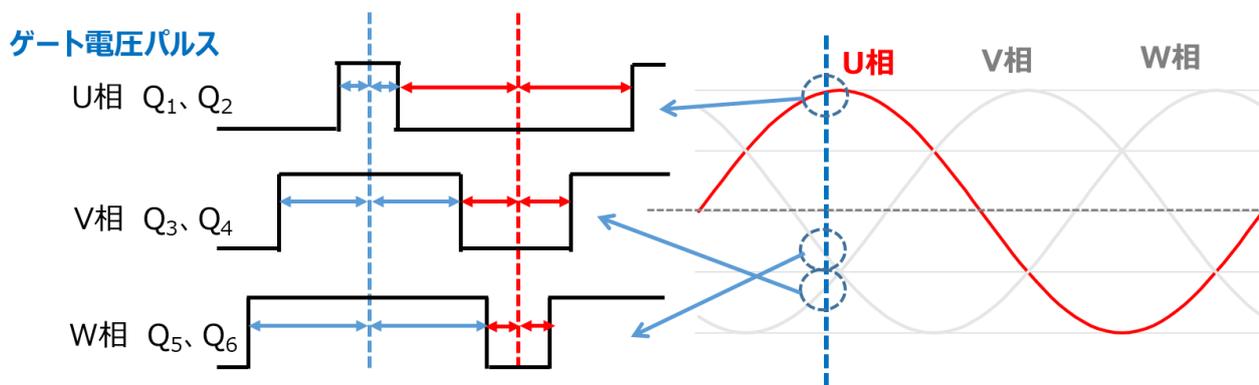


図 3.6 各相の MOSFET オン/オフ タイミングイメージ

3.3. その他の Vienna 整流回路

図3.7に、その他のVienna整流回路例を示します。基本動作の考え方は図3.2および図3.3に示すものと同様ですが、各回路は異なるスイッチ回路を持っています。図3.8に各スイッチ回路の動作について示します。

回路a.のスイッチ回路は入力が正負に関わらずQをオン/オフすることで入力と出力コンデンサーの midpoint間を導通または非導通にすることで入力電流を制御しPFC動作をします。

回路b.のスイッチ回路は入力が正の場合は Q_a をオン/オフ (Q_b はオフ)、入力が負の場合は Q_b をオン/オフ (Q_a はオフ) し、入力と出力コンデンサーの midpoint間を導通または非導通にすることで入力電流を制御しPFC動作をします。

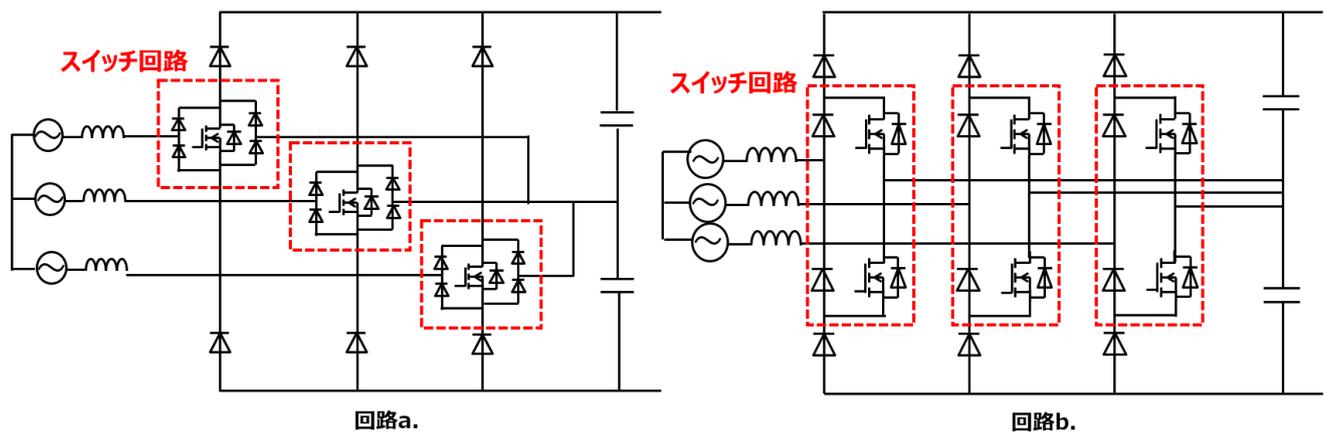
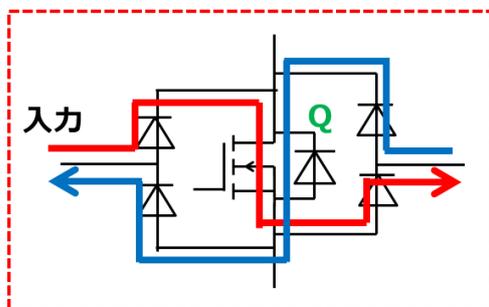


図 3.7 その他の Vienna 整流回路

回路a. スイッチ回路



回路b. スイッチ回路

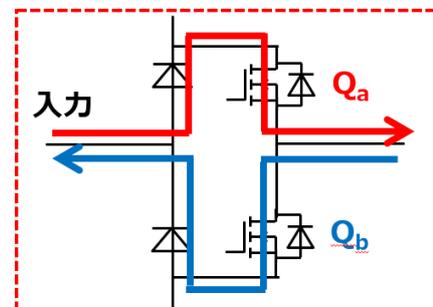


図 3.8 その他の Vienna 整流回路スイッチ動作

4. 3相 AC 400V 入力対応 Vienna 整流回路 PFC 電源

この章では、本デザインの構成、各部の回路設計の概要を説明します。図 4.1 に本デザインの構成図を示します。また、主回路部分の回路図を図 4.2 に示します。

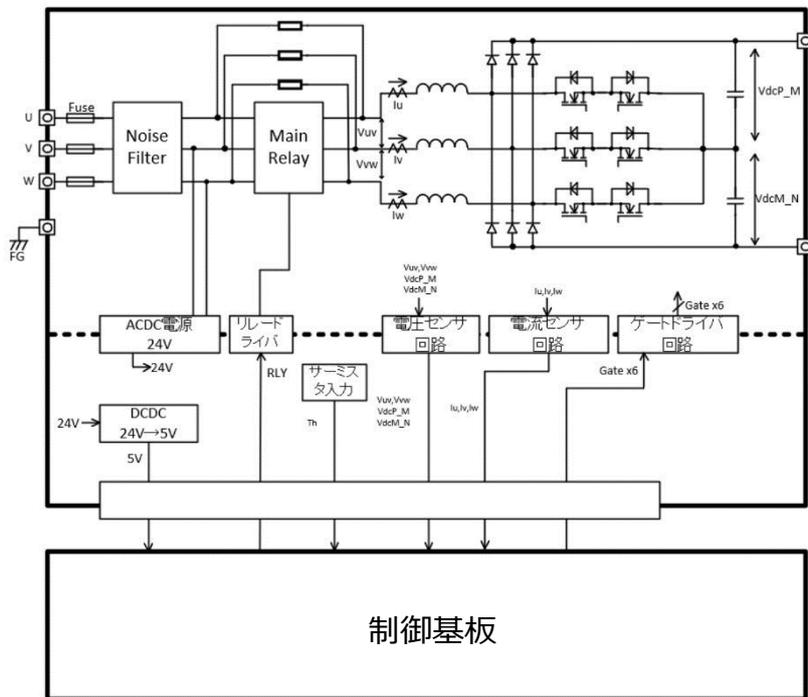


図 4.1 本デザインの構成図

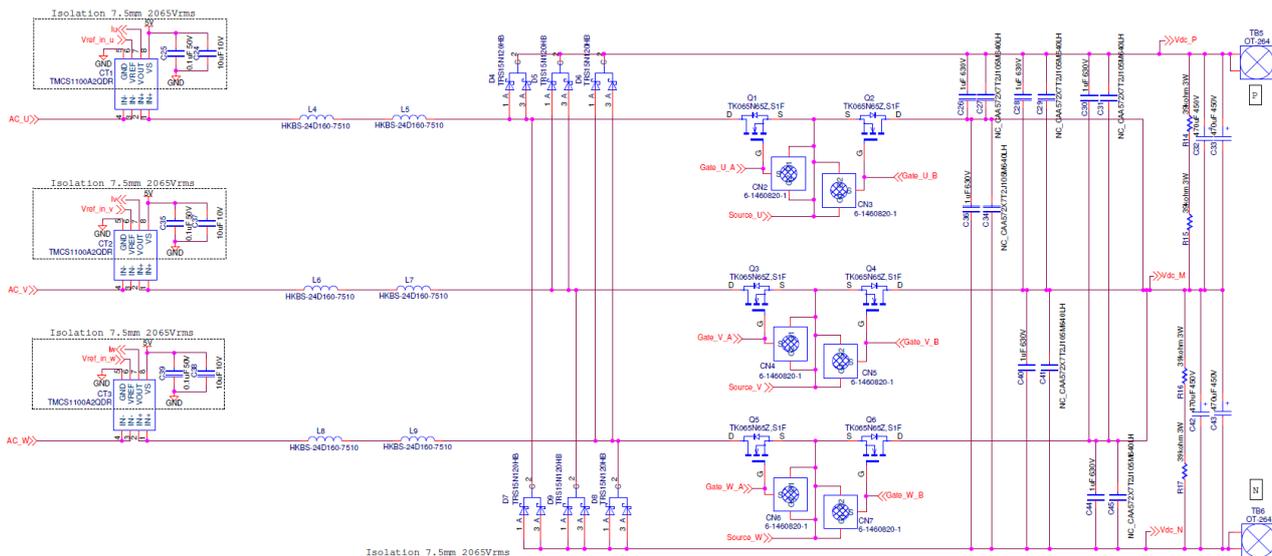


図 4.2 主回路部回路図

4.1. 仕様

本デザインの主な仕様を表 4.1 に示します。

表 4.1 本デザインの仕様

項目	条件	Min.	Typ.	Max.	単位
AC 入力電圧 (rms)	3 相交流	360		440	V
AC 入力電流 (rms)	3 相交流			8.2	A
入力周波数	3 相交流	49.8	50	50.2	Hz
	3 相交流	59.7	60	60.3	Hz
出力電圧		740	750	760	V
最大出力電力				5	kW
スイッチング周波数			200		kHz
保護機能	入力過電流保護、入力過電圧保護、出力過電圧保護				
基板層構成	FR-4 4 層構成、銅箔厚 70 μ m				

各保護機能の仕様を表 4.2 に示します。

表 4.2 保護機能

項目	仕様
入力過電流保護	交流側電流 (相電流) 検出値が $\pm 18A$ を超えると全 MOSFET の駆動を停止
入力過電圧保護	交流側電圧 (線間電圧) 検出値が $\pm 653V$ を超えると全 MOSFET の駆動を停止
出力過電圧保護	直流側電圧 (出力-中点間電圧、GND-中点間電圧) 検出値が $413V$ を超えると全 MOSFET の駆動を停止

入力過電流保護：最大入力交流電流 8.2Arms より、 $8.2 \times \sqrt{2} \times 1.55 = 18A$ に設定。

入力過電圧保護：最大入力交流電圧 440Vrms より、 $440 \times \sqrt{2} \times 1.05 = 653V$ に設定

出力過電圧保護：定格出力電圧 750V より、 $750 \div 2 \times 1.1 = 413V$ に設定

4.2. 突入防止回路

本デザインは、起動時の突入電流を防止するための突入電流防止回路を備えています。最初に突入電流防止抵抗で電流を制限したのち、突入電流防止抵抗に並列に接続されたリレーをオンし、電流経路をリレー経由に切り替えます。突入防止抵抗は消費電力、AC 電圧ピーク値、出力コンデンサー容量、周囲温度条件などから、抵抗値および十分な耐量を持つ部品を選定します。

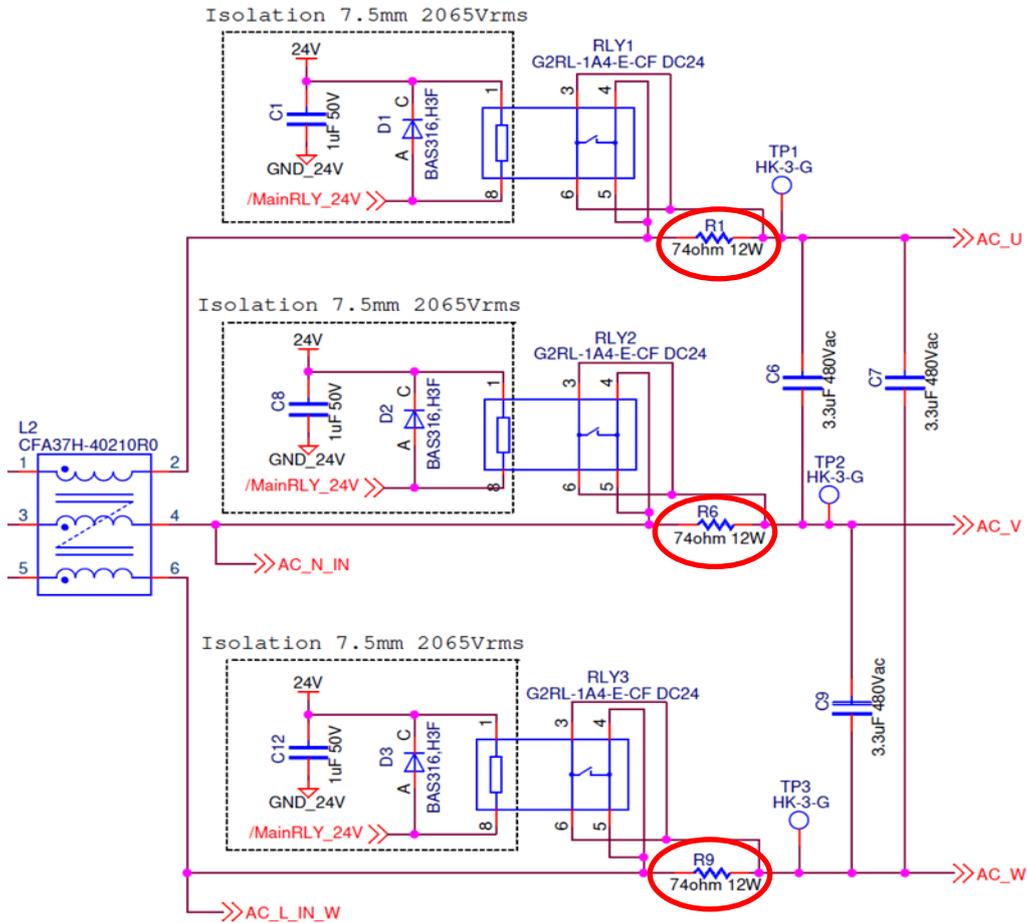


図 4.3 突入防止回路

4.3. ヒューズ

力率 100%と仮定すると、入力交流電流実効値は以下の式で算出されます。

$$\text{入力交流電流実効値} = \text{出力電力} / (\text{電源効率} \times \text{入力交流電圧実効値} \times \sqrt{3})$$

入力交流電流が最大となるのは、出力電力が最大、入力交流電圧が最小のときであり、電源効率を 98%とすると、 $5.1\text{kW} / (0.98 \times 360\text{V} \times \sqrt{3}) = 8.2\text{A}$ と算出されます。

この 8.2A にマージンを考慮し、本デザインでは 12A 定格のヒューズを選択しています。

4.4. バリスター

交流ラインへ誘導雷サージなどが印加された際のサージ電圧からのシステム保護のためバリスターを実装しています。交流最大電圧 440V よりマージンを考慮し、最大許容回路電圧 460V、バリスター電圧 750V (675~825V) のバリスターを選択しています。バリスターは交流入力回路の各線間に配置し、バリスター前段に電流ヒューズを直列に配置しています。

4.5. 電流検出回路

入力電流最大値 8.2Arms のピーク値 11.6A にマージンをとり、測定範囲を±18.5A となるように、TMCS1100A2QDR (Texas Instruments 製、以下電流センサー) を使用して設計しています。図 4.4 に回路を示します。電流センサーの詳細は、TMCS1100A2QDR のデータシート、関連ドキュメントを参照願います。

電流センサーの VREF 端子に 2.5V を印加し、電流が 0A の時の出力を 2.5V に設定します。Sensitivity は 100mV/A であるので、電流±18.5A 測定時の電流センサーの出力電圧は $2.5V \pm (100mV / A \times 18.5A)$ で算出され、 $2.5V \pm 1.85V$ となります。この出力電圧が 0~5V 範囲になるように差動増幅回路で増幅し (29.4kΩ / 22kΩ)、 $2.5V \pm 2.472V$ (-18.5 ~ 18.5A) をコントローラーの AD コンバーターへ入力しています。

12bit の AD コンバーターを使用し、分解能は以下となります。

$$(5V / 4096) \times (18.5A / 2.472V) = 9.134mA$$

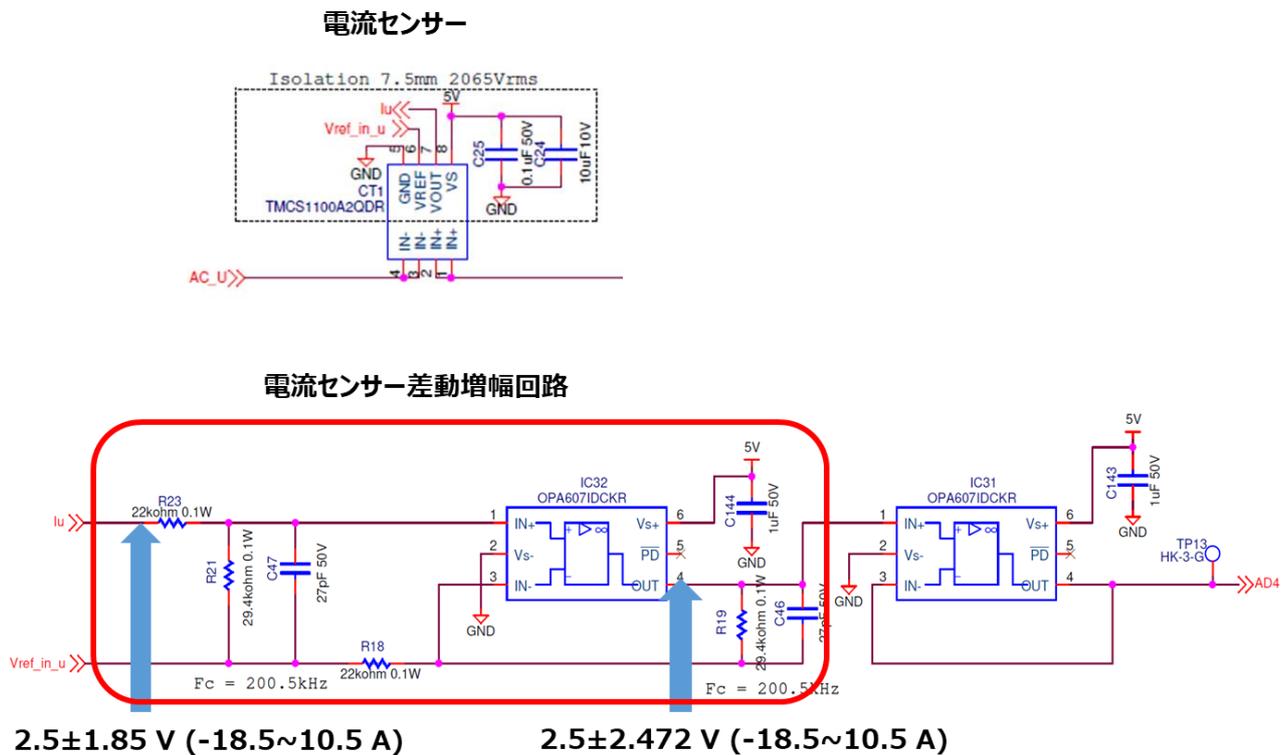


図 4.4 電流検出回路

4.6. 電圧検出回路

入力交流電圧および出力直流電圧を図 4.5 に示す回路で検出します。抵抗分圧回路で分圧された各電圧を、アイソレーションアンプ TLP7920F と増幅回路で増幅し、コントローラーの AD コンバーターへ入力しています。各電圧が回路出力 0~5V の範囲内となるよう総合増幅率を設定します。検出回路出力電圧 0~5V を総合増幅率で割ることで検出回路出力電圧が実際の電圧の何 V に相当するかを知ることができます。表 4.3 に本回路の増幅率、測定範囲および分解能を示します。

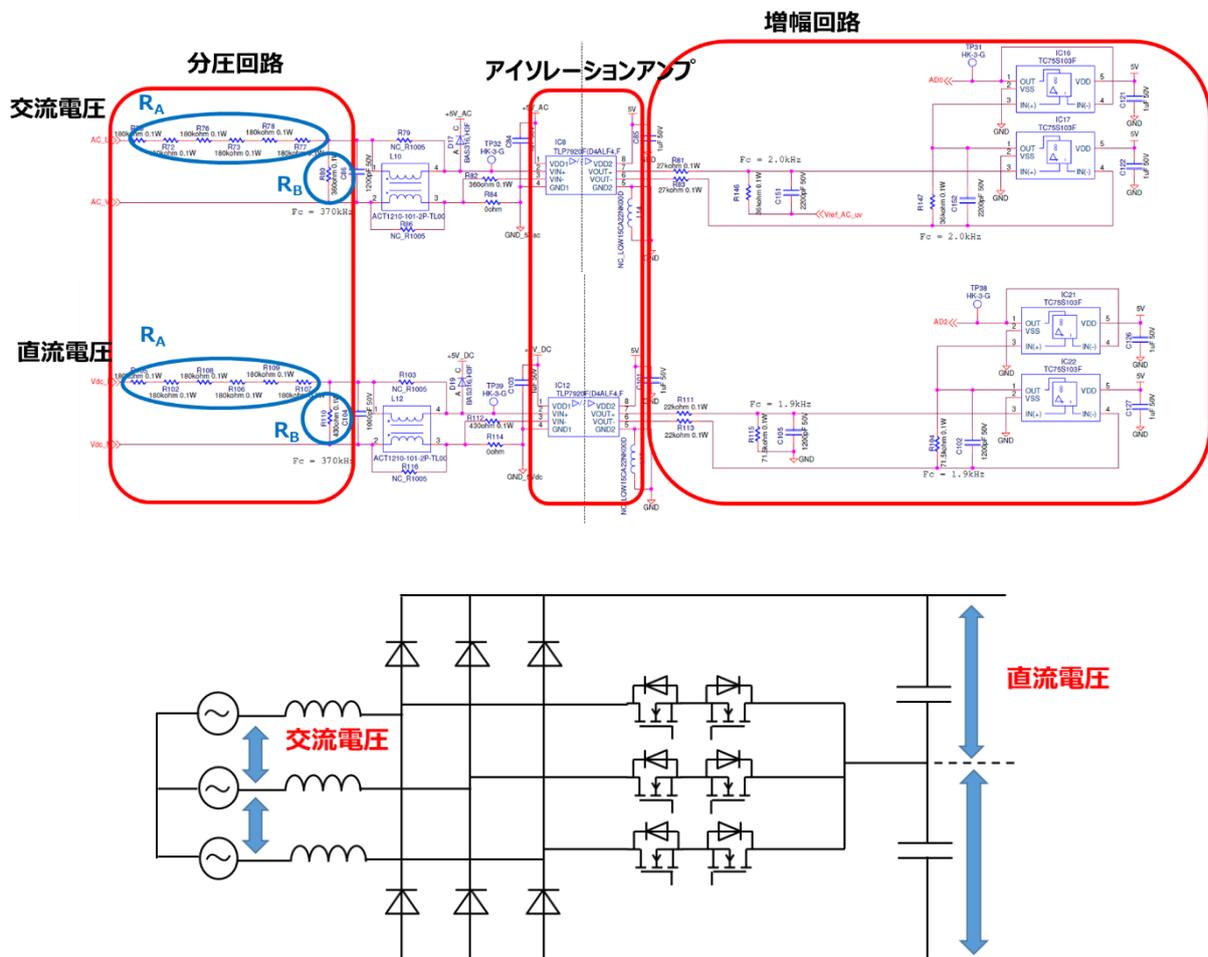


図 4.5 電圧検出回路

表 4.3 電圧検出設計値

	①分圧比 $R_B / (R_A + R_B)$	②絶縁アンプ 増幅率	③増幅回路 増幅率	④総合増幅率 ①×②×③	⑤測定範囲 (V) 5V/④ (注1)	分解能 V/bit ⑤/4096 (注2)
交流電圧	3.33E-04	8.2	1.33	3.64E-03	±686.2	0.335
直流電圧	3.98E-04	8.2	3.25	1.06E-02	471.4	0.115

注1. 検出回路出力電圧が0~5 Vの範囲内に入る入力電圧範囲

注2. 12 bitコンバーターを使用 12 bit : 4096通り

4.7. 温度検出回路

温度検出回路を図 4.6 に示します。温度検出には NTC サーミスターを使用し、MOSFET を接続しているヒートシンク部の温度検出を可能にしています。温度 T_0 (K) のときのサーミスターの抵抗値を R_0 、温度 T (K) のときの抵抗値を R とすると、以下の関係式が成り立ちます。これはサーミスターの抵抗値の対数と絶対温度の逆数とが直線関係にあることを示しています。B はサーミスターの B 定数と呼ばれ、温度変化に対するサーミスターの感度（抵抗値の変化の割合）を表す物性値であり、サーミスターごとに異なります。

$$B = \frac{\log_e R - \log_e R_0}{\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}}$$

上式から温度 T (K) のときのサーミスターの抵抗値 R は以下の式で表されます。

$$R = R_0 \times e^{\left(B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right)}$$

今回は、以下の特性のサーミスターを使用しています。

抵抗値 R_{25} @298K (25°C) : 10kΩ±1%

B 定数 : 3435 (K) ±1%

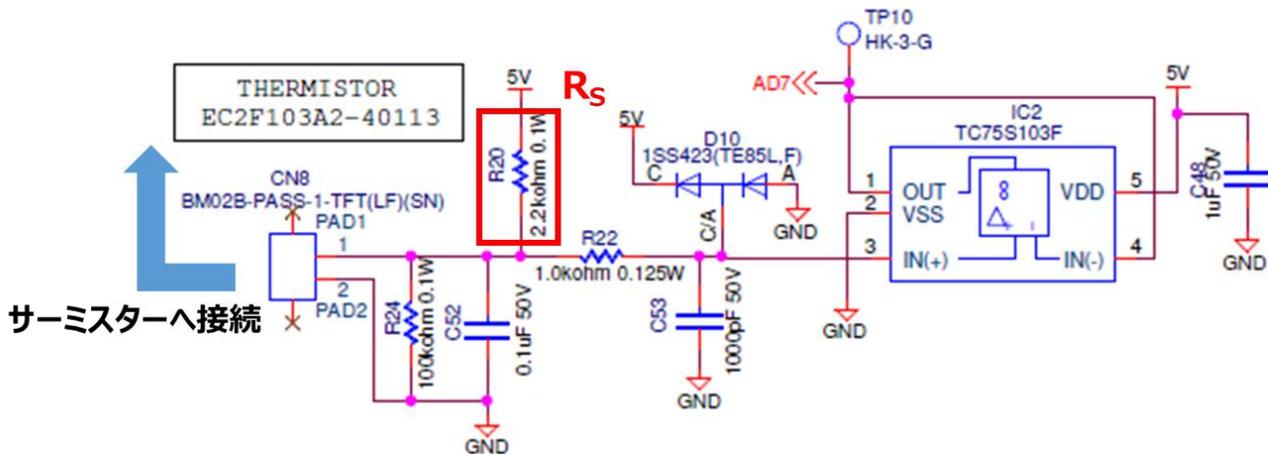


図 4.6 温度検出回路

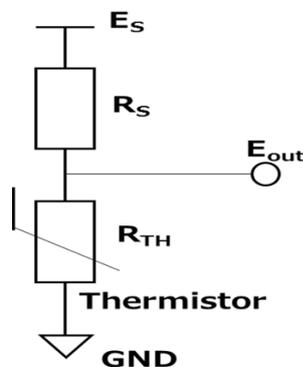


図 4.7 サーミスター接続回路

図 4.7 の回路はサーミスターを使用して温度変化を電圧変化に変換する回路になります。温度が等間隔の 3 点 (T_1 , T_2 , T_3) を考え、このときの E_{out} 電圧を (E_1 , E_2 , E_3) とし、温度と E_{out} が直線上に並ぶように (E_{out} が温度に比例) R_S を設定します。これにより E_{out} と温度の関係は直線近似の式で表され、 E_{out} 電圧により温度を検出することができます。

【 R_S の設定】

$T_1 < T_2 < T_3$ として

$\Delta T_{32} = (T_3 - T_2) = \Delta T_{21} = (T_2 - T_1)$ としたとき、 $(E_2 - E_1) = (E_3 - E_2)$ となる R_S を求めます。

T_1 、 T_2 、 T_3 のときの R_{TH} (サーミスター抵抗値) を R_1 、 R_2 、 R_3 とすると図 4.6 の E_{out} (E_1 , E_2 , E_3) は次式の関係が成り立ちます。

$$E_1 = E_S \times R_1 / (R_1 + R_S)$$

$$E_2 = E_S \times R_2 / (R_2 + R_S)$$

$$E_3 = E_S \times R_3 / (R_3 + R_S)$$

等間隔な 3 点が直線状に並ぶということは検出電圧 E_{out} (E_1 , E_2 , E_3) の差分も等しいので次式が成り立ちます。

$$E_S \times R_1 / (R_1 + R_S) - E_S \times R_2 / (R_2 + R_S) = E_S \times R_2 / (R_2 + R_S) - E_S \times R_3 / (R_3 + R_S)$$

上記を R_S について解くと次式が得られます。

$$R_S = \frac{R_2(R_1 + R_3) - 2R_1R_3}{R_1 + R_3 - 2R_2}$$

次に T が 30℃、60℃、90℃ (303 K, 333K, 363K) のときのサーミスター抵抗 R_{30} 、 R_{60} 、 R_{90} を求めます。

温度に対するサーミスターの抵抗式に T_0 (298K, 25℃) のサーミスターの抵抗値 10kΩ および本サーミスターの B 定数 3435 (K) を代入して T が 30℃、60℃、90℃ のときのサーミスター抵抗 R_{30} 、 R_{60} 、 R_{90} を求めます。

$$R_{TH} = R_0 \times e^{\left(B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right)}$$

T 、 T_0 の単位はケルビン (K) です。

$R_1 = R_{30} = 8.27\text{k}\Omega$ (30℃の R_{TH})、 $R_2 = R_{60} = 2.98\text{k}\Omega$ (60℃の R_{TH})、 $R_3 = R_{90} = 1.27\text{k}\Omega$ (90℃の R_{TH}) となり、この値を R_S の式に代入すると

$$R_S = \frac{2.98(8.27 + 1.27) - 2 \times 8.27 \times 1.27}{8.27 + 1.27 - 2 \times 2.98}$$

$R_S = 2.1\text{k}\Omega$ となり、本デザインでは $R_{20} = 2.2\Omega$ を選択しています。

また、 E_{out} は下記式で表されます。

$$\begin{aligned} E_{out} &= E_S \times \frac{R_{TH}}{R_S + R_{TH}} \\ &= E_S \times \frac{1}{\frac{R_S}{R_{TH}} + 1} \end{aligned}$$

サーミスター抵抗値の理論式からサーミスター抵抗 R_{TH} を求め、上記式に各温度時のサーミスター抵抗 R_{TH} を代入し以下の温度 T と E_{out} の近似式を導くことができます。

$$E_{out} = -0.035T + 4.99$$

4.8. ゲート駆動回路

図 4.8 に図 4.2 上の U 相の MOSFET (Q_1, Q_2) のゲート駆動回路を示します。ゲートは 10V 駆動でターンオンとターンオフでゲート抵抗値を変更できるようになっています。 Q_1 ゲート駆動回路を例に説明すると、ターンオン抵抗は R36、ターンオフ抵抗は R34 と R36 の並列抵抗となります。他の相についても同様の構成です。

図 4.9 に示すゲート駆動電源回路で 10V を生成し、オン時にゲートに印加しています。

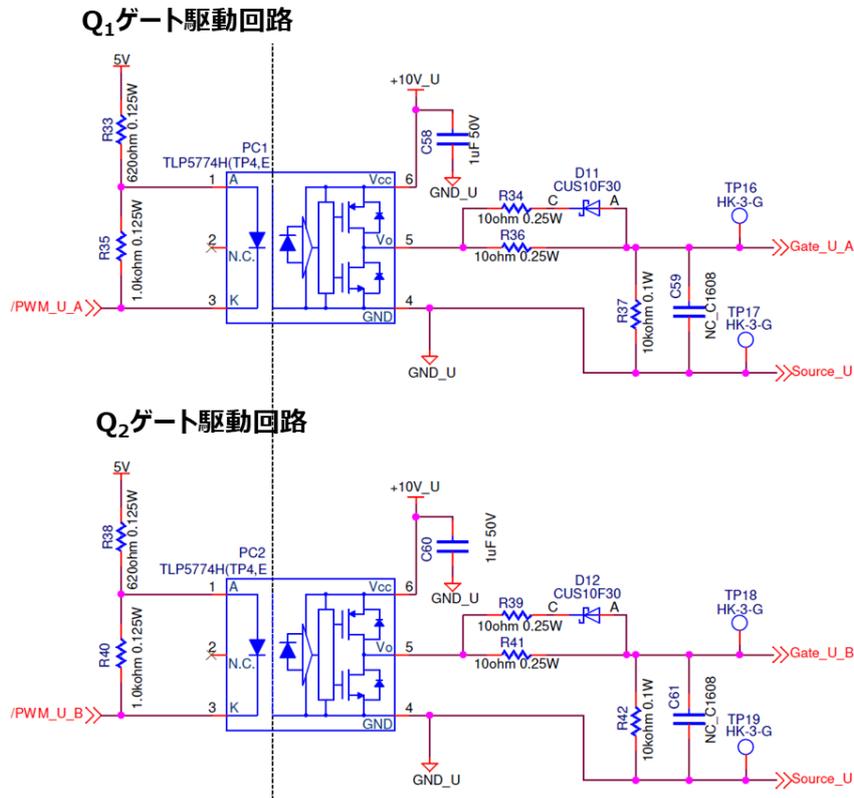


図 4.8 ゲート駆動回路

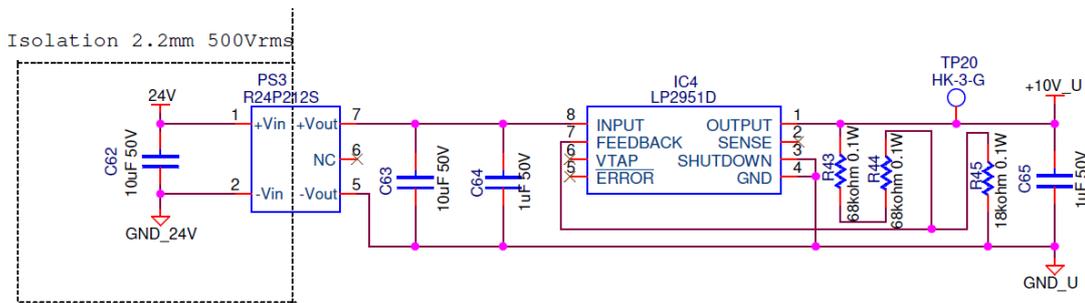


図 4.9 ゲート駆動電源回路

4.9. インダクター

本デザインのインダクター（L4～L9）のインダクタンス値は、シミュレーションによってリップル電流を算出し検討しました。表 4.4 にインダクタンス値 750 μ H のときのシミュレーション結果を示します。この結果より、リップル率（P-P）を 30%未満にするためには、インダクタンス値が 750 μ H 以上必要であることが分かります。実際のインダクターの電流重畳特性を考慮し、入力電流値でインダクタンス値が 750 μ H 以上になるようなインダクターを選択する必要があります。本デザインでは、余裕を持たせて定格 750 μ H のインダクターを 2 個直列で使用しています。

表 4.4 インダクター検討結果

仕様 および 計算 値	出力直流電圧	V_{out}	750			V
	出力電力	P_{out}	5000			W
	出力直流電流	I_{out}	6.667			A
	入力交流線間電圧	V_{in}	360	400	440	V
	効率（目標）	η	0.98			-
	入力交流電力	P_{in}	5102			W
	入力交流電流	I_{in}	8.2	7.4	6.7	A
	リップル率	M	0.3	0.3	0.3	-
	リップル電流 (P-P)	I_{ripple}	2.455	2.209	2.008	A
	スイッチング周波数	f_{sw}	50			kHz

4.10. 出力コンデンサー

図 4.2 の回路内の出力コンデンサー (C₃₂, C₃₃, C₄₂, C₄₃) の容量値は、ホールドアップタイム (T_{hold})[※] 要件に基づいて算出しています。出力コンデンサーの容量を C_{out}、出力電圧を V_{out}、入力遮断後の設定出力電圧下限を V_{out_min}、入力遮断後の設定出力電力を P_{out} とすると、出力電圧が V_{out} から V_{out_min} まで下がるときに出力コンデンサーから放出されるエネルギーとホールドアップタイム T_{hold} 間の P_{out} のエネルギーに等しく、以下の式が成り立ちます。

$$\frac{1}{2}C_{out}V_{out}^2 - \frac{1}{2}C_{out}V_{out_min}^2 = P_{out} \times T_{hold}$$

この式より、T_{hold} は以下のように算出されます。

$$T_{hold} = C_{out} \times \frac{(V_{out}^2 - V_{out_min}^2)}{2 \times P_{out}}$$

本デザインでは、V_{out_min} を V_{out} = 750V の 75% の 563V、P_{out} を定格出力の 50% の 2.5kW、T_{hold} を 50Hz 交流の 1 周期の 20ms とし設計し、C_{out} は 407μF と算出され、470μF を選択しました。

また、出力リップル仕様を定義した場合は、出力リップル仕様を満たすのに必要な容量を算出し、ホールドアップタイムを満足する容量と比較し、大きい容量値を使用する必要があります。また、コンデンサー選定時には、公差や経年劣化を考慮する必要があります。

※：ホールドアップタイム (T_{hold})

電源の入力が遮断されてから出力電圧が設定範囲外になるまでの時間

ご利用規約

本規約は、お客様と東芝デバイス&ストレージ株式会社（以下「当社」といいます）との間で、当社半導体製品を搭載した機器を設計する際に参考となるドキュメント及びデータ（以下「本リファレンスデザイン」といいます）の使用に関する条件を定めるものです。お客様は本規約を遵守しなければなりません。

第1条 禁止事項

お客様の禁止事項は、以下の通りです。

1. 本リファレンスデザインは、機器設計の参考データとして使用されることを意図しています。信頼性検証など、それ以外の目的には使用しないでください。
2. 本リファレンスデザインを販売、譲渡、貸与等しないでください。
3. 本リファレンスデザインは、高温・多湿・強電磁界などの対環境評価には使用できません。
4. 本リファレンスデザインを、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用しないでください。

第2条 保証制限等

1. 本リファレンスデザインは、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
2. 本リファレンスデザインは参考用のデータです。当社は、データ及び情報の正確性、完全性に関して一切の保証をいたしません。
3. 半導体素子は誤作動したり故障したりすることがあります。本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。また、使用されている半導体素子に関する最新の情報（半導体信頼性ハンドブック、仕様書、データシート、アプリケーションノートなど）をご確認の上、これに従ってください。
4. 本リファレンスデザインを参考に機器設計を行う場合は、システム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断して下さい。当社は、適用可否に対する責任を負いません。
5. 本リファレンスデザインは、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証又は実施権の許諾を行うものではありません。
6. 当社は、本リファレンスデザインに関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をせず、また当社は、本リファレンスデザインに関する一切の損害（間接損害、結果的損害、特別損害、付随的損害、逸失利益、機会損失、休業損害、データ喪失等を含むがこれに限らない。）につき一切の責任を負いません。

第3条 契約期間

本リファレンスデザインをダウンロード又は使用することをもって、お客様は本規約に同意したものとみなされます。本規約は予告なしに変更される場合があります。当社は、理由の如何を問わずいつでも本規約を解除することができます。本規約が解除された場合は、お客様は本リファレンスデザインを破棄しなければなりません。さらに当社が要求した場合には、お客様は破棄したことを証する書面を当社に提出しなければなりません。

第4条 輸出管理

お客様は本リファレンスデザインを、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事用途の目的で使用してはなりません。また、お客様は「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守しなければなりません。

第5条 準拠法

本規約の準拠法は日本法とします。

第6条 管轄裁判所

本リファレンスデザインに関する全ての紛争については、別段の定めがない限り東京地方裁判所を第一審の専属管轄裁判所とします。