

エアコン室外機回路

デザインガイド

RD219-RGUIDE-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. マイクロコントローラ TPM4KLFYAUG	5
2.2. インテリジェントパワーデバイス TPD4204F	6
2.3. IGBT GT30J65MRB	7
2.4. パワーMOSFET TK20A60W5	7
2.5. トランジスタアレイ TBD62003AFG	8
2.6. フォトカプラー TLP785	8
3. 動作概要	9
3.1. エアコンの動作	9
3.2. PFC (力率改善) 回路	10
3.2.1. PFC 動作	10
3.2.2. PFC 通電モード	11
3.3. 3相インバーター	12
3.3.1. 3相インバーター動作	12
3.3.2. センサーレスベクトル制御	14
4. 回路設計	15
4.1. 全体ブロック図	15
4.2. MCU 周辺回路	16
4.3. PFC 回路	18
4.3.1. AC 電源入力回路ならびに PFC 回路	18
4.3.2. IGBT ゲートドライブ回路	19

4.3.3.	スナバー回路	20
4.3.4.	PFC 電流センサー回路	22
4.3.5.	PFC 過電流検出回路	24
4.3.6.	AC 電圧センサー回路	25
4.3.7.	DC 電圧センサー回路	26
4.4.	ファンモーター駆動回路	27
4.4.1.	ファンモーター駆動インバーター回路	27
4.4.2.	ファンモーター駆動異常検出回路	28
4.4.3.	ファンモーター電流センサー回路	29
4.5.	コンプレッサー駆動回路	30
4.5.1.	コンプレッサー駆動インバーター回路	30
4.5.2.	コンプレッサー電流センサー回路	31
4.5.3.	コンプレッサー過電流検出回路	32
4.6.	その他回路	34
4.6.1.	温度センサー回路	34
4.6.2.	バルブ制御回路	35
4.6.3.	内部電源回路	35

1. はじめに

本デザインガイド（以下、本ガイド）ではエアコン室外機回路（以下、本デザイン）の設計について解説します。

近年エアコン室外機には低省電力化が要求されるようになり、コンプレッサーやファンについては高効率スイッチングデバイスを用いたインバーターによるブラシレスモーター駆動が一般的になってきました。また機器の低コスト、高効率化、モーター静音化などが要求されるため、モーター制御についてはセンサーレスベクトル制御が使用されるようになってきました。更には機器内の基板の小型化要求も高まりつつあります。

本デザインではコンプレッサー駆動用のインバーターに低オン抵抗のパワーMOSFET [TK20A60W5](#) を使用することで高効率なコンプレッサー駆動を実現しています。またファンモーター駆動にはゲートドライバーとインバーター回路を内蔵したインテリジェントパワーデバイス [TPD4204F](#) を使用することで高効率かつコンパクトなファンモーター駆動を実現しています。また、PFC電源回路のスイッチングにはスイッチング損失が低く高スイッチング周波数での動作が可能なIGBTデバイス [GT30J65MRB](#) を使用することで、PFCインダクターの小型化を実現しています。更にベクトルエンジンを搭載したマイクロコントローラー [TMPM4KLFYAUG](#) を使用することでファンモーターとコンプレッサーのセンサーレスベクトル制御ならびにPFC電源制御を一つのマイクロコントローラーで実現し、室外機回路の簡素化、コンパクト化を実現しています。

また、その他にもバルブ制御ドライバーにトランジスターアレイ [TBD62003AFG](#) を、室外機・室内機間通信用の絶縁インターフェースにフォトカプラー [TLP785](#) を、PFCダイオードにSiC ショットキーバリアダイオード [TRS24N65FB](#) を、信号増幅用オペアンプに [TC75W59FU](#) を、異常検出用コンパレーターに [TA75S393F](#) などを使用しています。

2. 主な使用部品

2.1. マイコンコントローラー TPM4KLFYAUG

本デザインでは PFC およびモーターの制御にマイクロコントローラー-TXZ+™4A シリーズ [TPM4KLFYAUG](#) を使用しています。TPM4KLFYAUG の主な特長は以下のとおりです。

- Arm® Cortex®-M4 (FPU 機能搭載)
- 動作周波数：1~160 MHz、動作電圧：2.7~5.5 V
- 256 KB コードフラッシュ、32 KB データフラッシュ
- LQFP64 パッケージ
- ベクトル制御と PFC 制御を実現するハードウェア群(A-VE+、12 bit ADC、A-PMD)

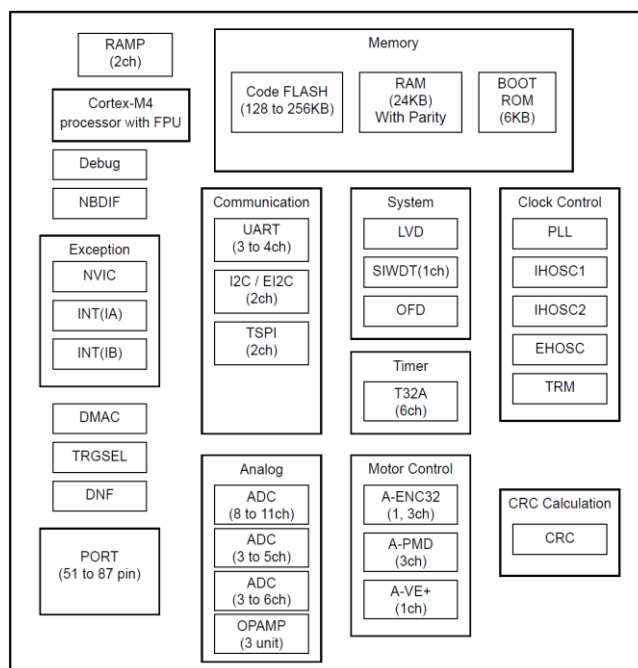


図 2.1 TPM4KLFYAUG 内部ブロック図

Unit: mm

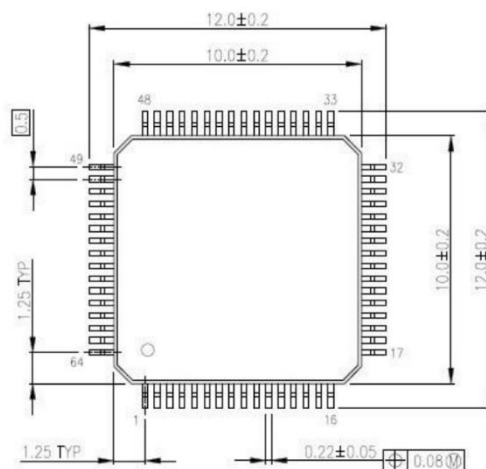


図 2.2 TPM4KLFYAUG パッケージ
(LQFP64, 10 mm×10 mm, 0.5 mm pitch)

2.2. インテリジェントパワーデバイス TPD4204F

本デザインでのファンモーター駆動にはインテリジェントパワーデバイス [TPD4204F](#) を使用しています。TPD4204F は、定格 600 V のパワー-MOSFET を内蔵した高耐圧の 3 相ブラシレスモータードライバーで、3 シャント抵抗電流検出に対応しています。レベルシフト型ハイサイドドライバー、ローサイドドライバー、過熱保護回路、減電圧保護回路、過電流保護、シャットダウン (SD) 機能、出力 MOSFET を内蔵しており、マイクロコントローラーによる制御信号入力により直接 3 相ブラシレスモーターを駆動できます。TPD4204F の主な特長は以下の通りです。

- 電源電圧 V_{BB} 600 V (最大)
- 出力電流 I_{out} 2.5 A (最大)
- SSOP30 パッケージ

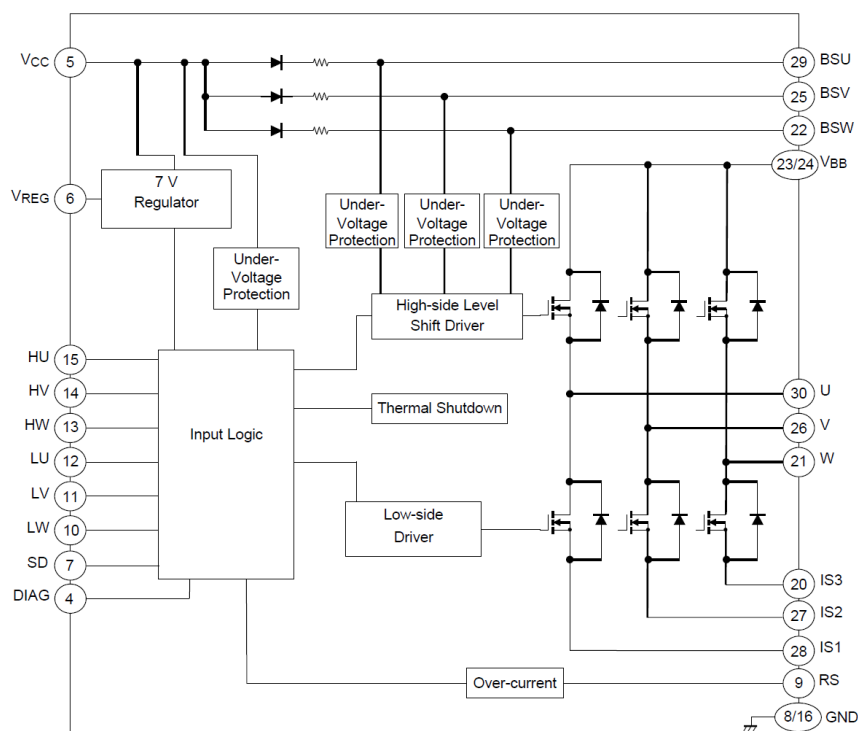


図 2.3 TPD4204F 内部ブロック図

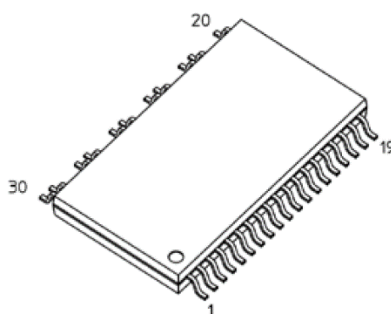


図 2.4 TPD4204F パッケージ (SSOP30)

2.3. IGBT GT30J65MRB

本デザインでは PFC 回路のスイッチング素子として [GT30J65MRB](#) を使用しています。GT30J65MRB の主な特長は以下の通りです。

- RC 構造による FWD (Free wheeling Diode) 内蔵
- 取り扱いが簡単なエンハンスメントタイプ
- スwitchング時間が速い: $t_f = 40 \text{ ns}$ (標準) ($I_C = 15 \text{ A}$, $R_G = 56 \Omega$)
- 飽和電圧が低い: $V_{CE(sat)} = 1.40 \text{ V}$ (標準) ($I_C = 30 \text{ A}$)
- 接合温度が高い: $T_j = 175 \text{ }^\circ\text{C}$ (最大)

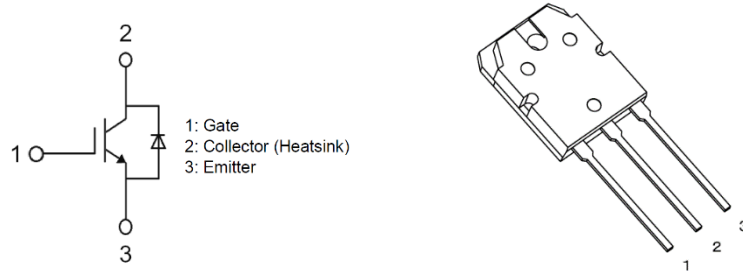


図 2.5 GT30J65MRB 内部構成およびパッケージ (TO-3P(N))

2.4. パワー-MOSFET TK20A60W5

本デザインではコンプレッサー駆動用インバーター回路のスイッチング素子としてパワー-MOSFET [TK20A60W5](#) を使用しています。TK20A60W5 の主な特長は以下の通りです。

- 逆回復時間が早い: $t_{rr} = 110 \text{ ns}$ (標準)
- 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。: $R_{DS(ON)} = 0.15 \Omega$ (標準)
- ゲートスイッチングスピード最適化
- 取り扱いが簡単な, エンハンスメントタイプ: $V_{th} = 3 \text{ to } 4.5 \text{ V}$ ($V_{DS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 1 \text{ mA}$)

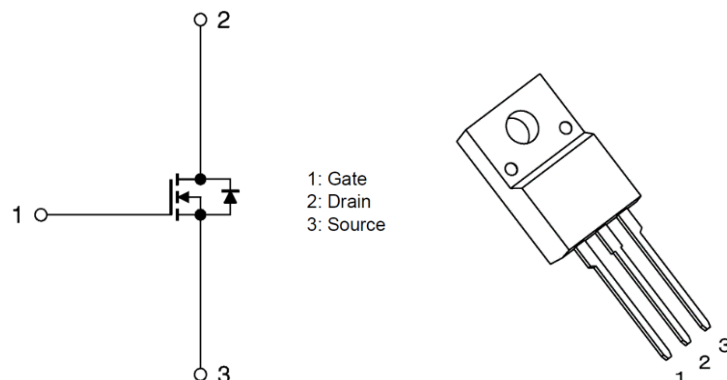


図 2.6 TK20A60W5 内部回路構成およびパッケージ (TO-220SIS)

2.5. トランジスターアレイ TBD62003AFG

本デザインではエアコンのバルブ制御に [TBD62003AFG](#) を使用しています。TBD62003AFG は 7 回路入りの DMOS トランジスターアレイで、誘導性負荷駆動時に発生する逆起電力をクランプする出力クランプダイオードを内蔵されています。TBD62003AFG の主な特長は以下のとおりです。

- 7 回路入り
- 出力耐圧が高い : $V_{OUT} = 50 \text{ V}$ (最大)
- 出力電流が大きい : $I_{OUT} = 500 \text{ mA/ch}$ (最大)
- 入力電圧 (出力オン) : 2.5 V (最小)
- 入力電圧 (出力オフ) : 0.6 V (最大)

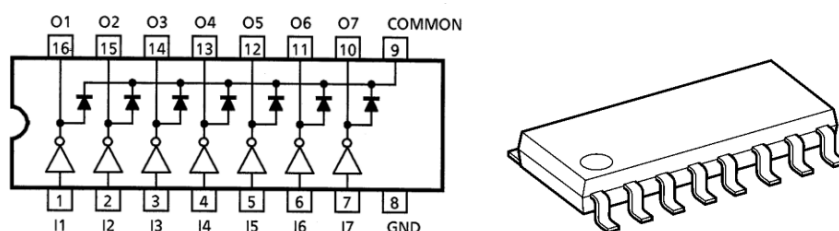


図 2.7 TBD62003AFG 回路構成およびパッケージ (SOP16-P-225-1.27)

2.6. フォトカプラー TLP785

本デザインではエアコン室内機との通信用に [TLP785](#) を使用しています。TLP785 は、赤外発光ダイオードとシリコンフォトトランジスターを組み合わせた高絶縁耐圧のフォトカプラーです。TLP785 の主な特長は以下の通りです。

- コレクター・エミッター間電圧 : 80 V (最小)
- 変換効率 : 50% (最小) GB ランク品 : 100% (最小)
- 絶縁耐圧 : 5000 Vrms (最小)
- UL 認定品 : UL 1577, ファイル No.E67349
- cUL 認定品 : CSA Component Acceptance Service No.5A ファイル No.E67349
- VDE 認定品 : EN 60747-5-5
- CQC 認定品 : GB4943.1, GB8898 中国工場生産品
- SEMKO 認定品 : EN 62368-1

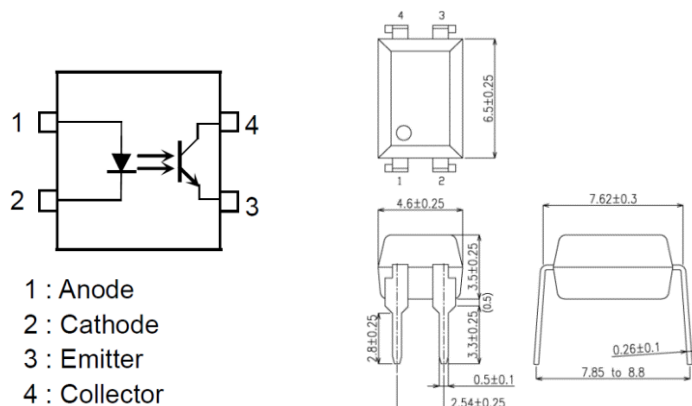


図 2.8 TLP785 回路構成およびパッケージ (DIP4(TLP785))

3. 動作概要

3.1. エアコンの動作

図 3.1 ならびに図 3.2 にエアコンの動作を示します。エアコンは室外機のコンプレッサーによる冷媒の圧縮、液化、また逆に膨張（減圧）、気化による、熱の吸収や放出を利用して室内機と室外機の間で熱交換をすることで冷暖房を行います。

コンプレッサーは、室外機と室内機の熱交換機間を循環している冷媒を圧縮します。冷媒は圧縮すると高温高圧になり、膨張させると低温低圧になります。コンプレッサーで圧縮された高温高圧の冷媒を室外機の熱交換機に供給すると室内機は冷房動作となり、室内機の熱交換機に供給すると室内機は暖房動作となります。熱交換器の熱を周囲の大气と効率よく熱交換するためには、ファンが必要です。

コンプレッサーやファンはモーター駆動により動作しますが、エネルギー効率を高めるため、インバーターを用いたモーター駆動が一般的になっています。入力電源を効率よく直流電源に変換する PFC ならびに、直流電源から効率よく 3 相モーターを駆動するインバーターはエアコンの省電力化に重要な機能です。

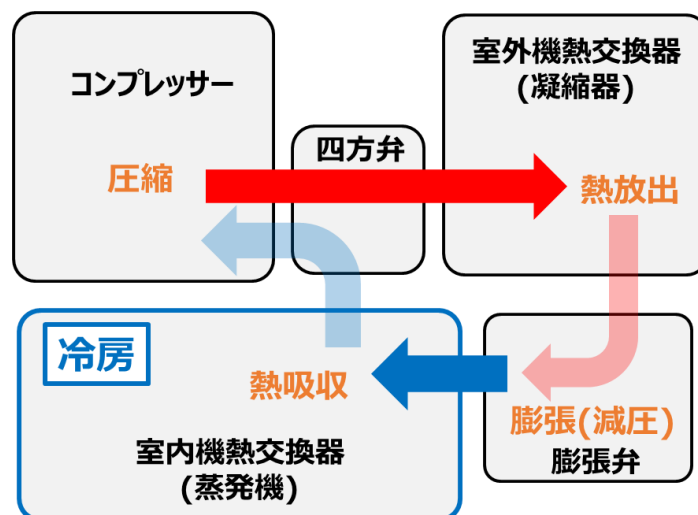


図 3.1 エアコン冷房時の動作

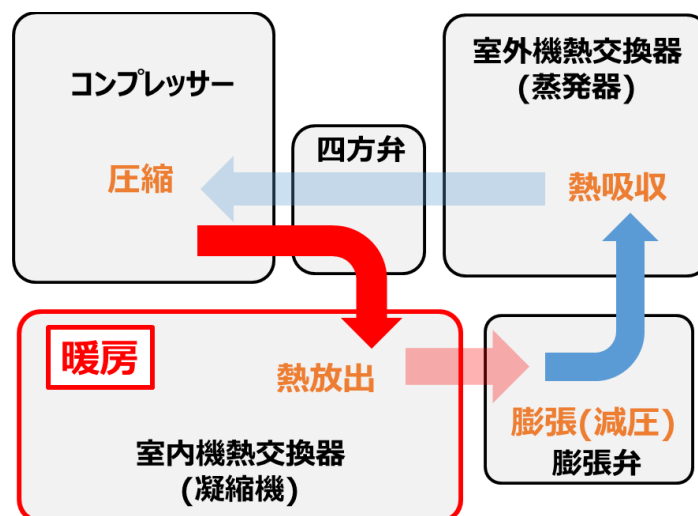


図 3.2 エアコン暖房時の動作

3.2. PFC（力率改善）回路

3.2.1. PFC 動作

図 3.3 に全波整流 AC-DC 回路と入力電圧、出力電圧、ならびに入力電流の関係を示します。（実際の入力電流は正負の電流が繰り返しますが、ここでは絶対値の変化を記載しています。）この回路では AC 入力電圧は整流素子（ダイオードブリッジ）を経由してコンデンサー C にて平滑されます。AC 入力電圧がコンデンサー C の充電電圧より高いときのみ入力電流 I_{in} が流れ、入力電流は正弦波から大きく逸脱し、多くの高調波成分を含み、力率（PF）は大きく低下します。この入力電流の波形を正弦波に近づけ、力率を改善するために PFC が必要になります。

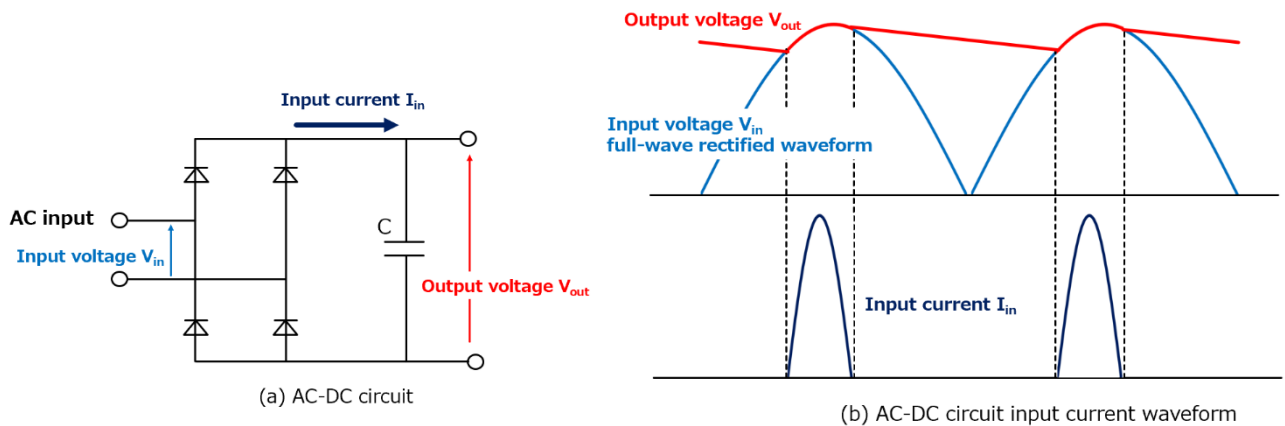


図 3.3 全波整流 AC-DC 回路の動作

図 3.4 にエアコン室外機で使用される PFC として近年主流であるシングル方式 PFC 回路とその動作を示します。図中の通り AC 入力がある期間は (a) IGBT オンによりインダクター L にエネルギー蓄積、(b) IGBT オフによりインダクター L に蓄えられたエネルギー放出、を繰り返します。また AC 入力がある期間も同様に (c) IGBT オンによりインダクター L にエネルギー蓄積、(d) IGBT オフによりインダクター L に蓄えられたエネルギー放出、を繰り返します。

このように IGBT のオン・オフを制御することで入力電流を正弦波に近づけ、力率を改善します。回路中 C_{in} はインダクターに流れる高周波リップル電流と IGBT のスイッチングで発生するスイッチングノイズを低減するコンデンサー、 C_{out} は出力電圧を平滑するコンデンサーです。 C_{in} は容量が大きいほど、EMI フィルターを小さくすることができますが、電流歪みが発生するため、力率は低下するので注意が必要です。

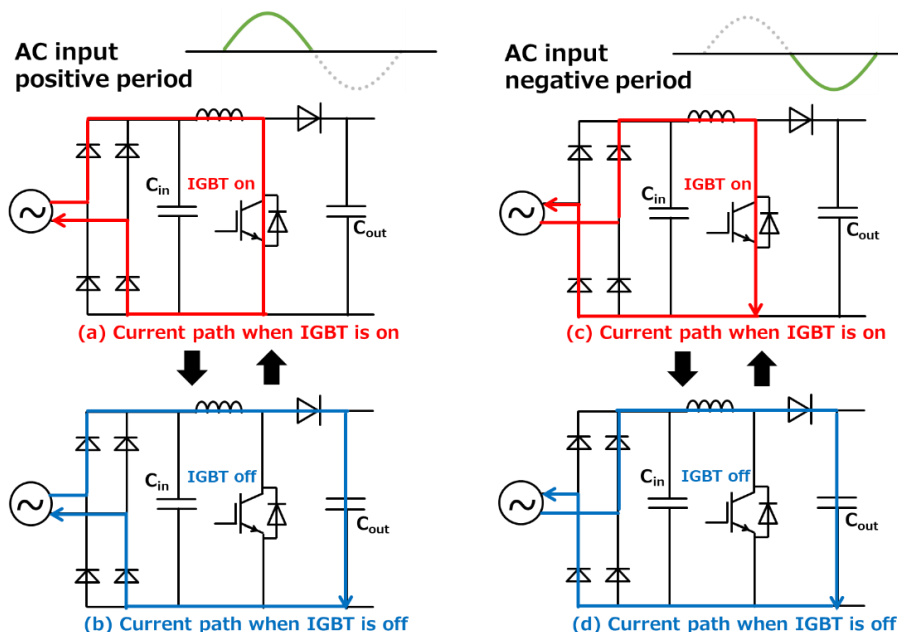


図 3.4 シングル方式 PFC 動作

3.2.2. PFC 通電モード

PFC インダクターの電流制御には3つの通電モードがあり、本デザインのサンプルプログラムでは電流連続モード (CCM) を採用しています。表 3.1 に各 PFC 通電モードの特長比較を、図 3.5 に各 PFC 通電モードのインダクター電流波形例を示します。

表 3.1 各 PFC 通電モードの特長比較

通電モード	動作	適用 アプリケーション例	特長
電流連続モード (CCM)	PFC インダクター電流が連続となるスイッチング動作	高出力 PFC 産業用電源	<ul style="list-style-type: none"> 通電電流リップルが小さい 電流ピークが小さい PFC ダイオードの逆回復時間 t_{rr} が長いと効率低下やノイズ問題が発生
電流臨界モード (CRM)	PFC インダクター電流が 0 A の時にスイッチングがオンする動作	小容量電源 民生用電源 (LCDTV、PC)	<ul style="list-style-type: none"> 通電電流リップルが大きい 電流ピークが大きい ゼロ電流スイッチングのためスイッチング損失が低い
電流不連続モード (DCM)	PFC インダクター電流が 0 A の期間を持つ不連続スイッチング動作	小容量電源 (LED Lighting)	<ul style="list-style-type: none"> 通電電流リップルが大きい 電流ピークが大きい ゼロ電流スイッチングのためスイッチング損失が低い Valley 発振の考慮が必要

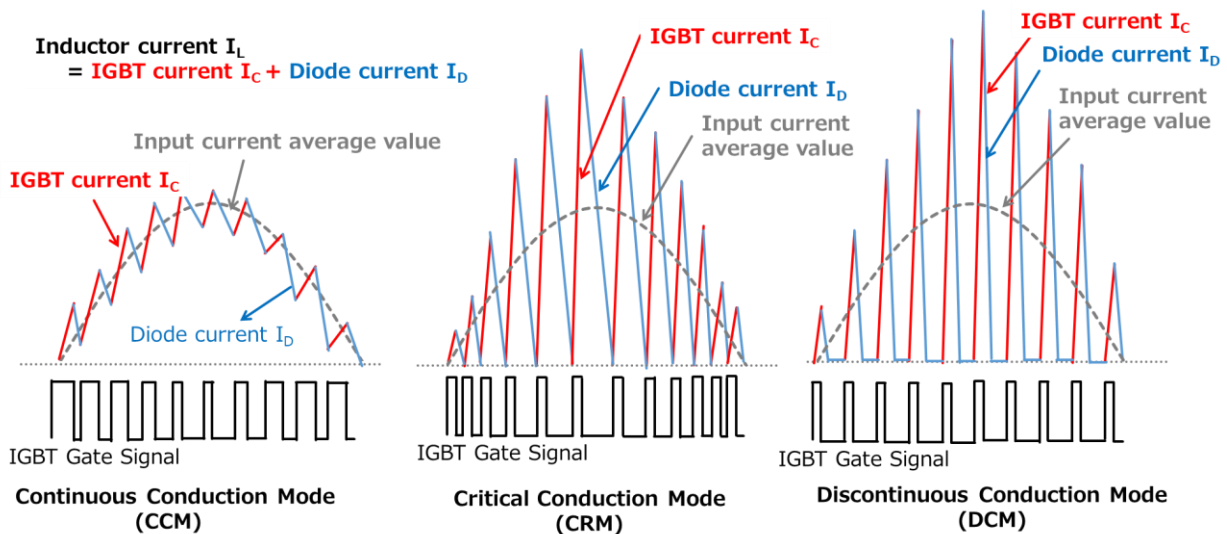


図 3.5 各 PFC 通電モードのインダクター電流波形例

本デザインで採用している通電モードである CCM は 200 W 以上の高出力 PFC では一般的な通電モードです。IGBT オフ後に PFC インダクターに流れる電流が 0 A になる前に IGBT をオンさせ PFC インダクターに連続的に電流を流します。スイッチング周波数は固定で、オン時のデューティ比を変化させる PWM 制御方式にてインダクターの電流が正弦波に近づくようにソフトウェア制御されます。

図 3.6 に CCM でのダイオード逆回復動作時の電流例を示します。他の2つの通電モード (CRM、DCM) に比べ電流リップルを小さく設計できる反面、IGBT がオンする際に PFC ダイオードに電流が流れているため、このダイオードの逆回復電流が

PFC インダクター電流に重畳され、IGBT オン時のスイッチング損失を大きくします。PFC の低損失化を実現し効率を高めるには、逆回復時間の短い高速ダイオードを使う必要があり、特に高効率が必要な場合は SiC SBD の使用が有効です。

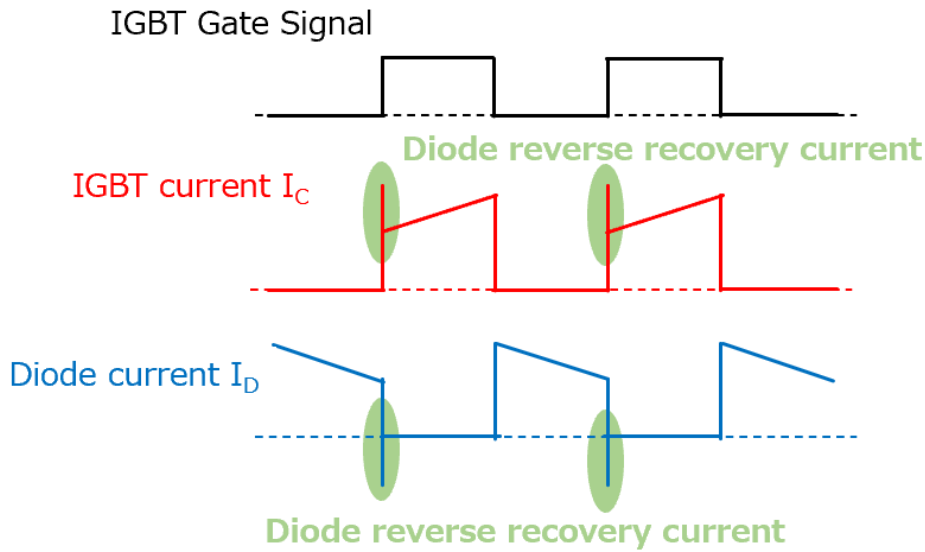


図 3.6 電流連続モード(CCM)でのダイオード逆回復動作時の電流例

3.3.3 相インバーター

3.3.1. 3 相インバーター動作

図 3.7 に 3 相インバーター回路を示します。3 相インバーターは、直流を 3 相交流に変換するもので、エアコンのコンプレッサーや電気自動車など多くのモーター駆動で用いられています。3 相インバーターは直流から 3 相交流を作るため、出力電圧や出力周波数の制御が可能となります。3 相インバーターでモーターを駆動するための通電方式としては、矩形波駆動 (120°通電)、正弦波駆動 (180°通電) などがあります。矩形波駆動は、電気的な回転角における半波 180°区間のうち 120°のみスイッチングするため、スイッチング損失が正弦波駆動よりも小さくなりますが、出力電流は矩形波状となり、正弦波駆動よりもモーター効率は低くなります。正弦波駆動は正弦波で通電するため、なめらかな回転動作となり騒音が少ないのが特長です。

図 3.8 に 3 相インバーターの相電圧波形例を示します。正弦波駆動 (180°通電) は各相の上下アーム素子を PWM 制御することで、各相の出力が 120°の位相差を持った 3 相交流電圧を生成します。この 3 相交流により室外機のファンモーターやコンプレッサーなどのブラシレスモーターを駆動します。

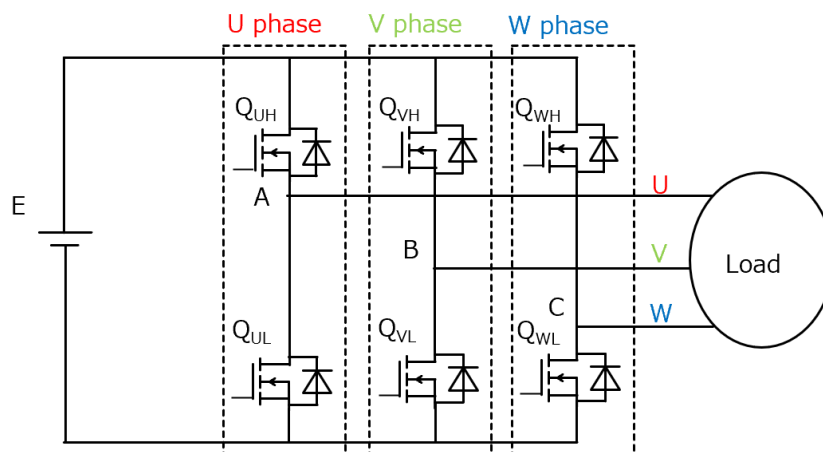


図 3.7 3 相インバーター回路

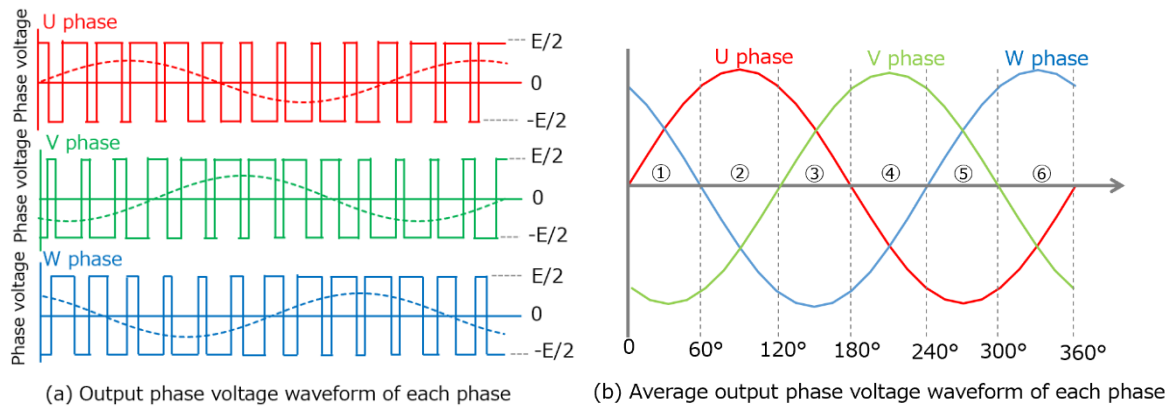


図 3.8 3相インバーター相電圧波形例

正弦波駆動での PWM (Pulse Width Modulation) 制御により各相上下アームの MOSFET は補完的にスイッチングされます。PWM 制御は、周期は一定で、入力信号のパルス幅のデューティを変えることで制御する方法です。パルス幅のデューティを変えることで出力の電圧や周波数を制御します。スイッチング素子のパルス幅のデューティが大きいと出力電圧や出力電流は大きくなります。

図 3.9 に正弦波 PWM 信号の生成例を示します。赤い線で示した正弦波信号波の電圧と三角波キャリア信号の電圧を比較し、正弦波信号電圧がキャリア信号電圧よりも高い時に PWM 制御信号出力が 1 となりインバータースイッチ素子をオン、そうでないときは PWM 制御信号出力が 0 となり、インバータースイッチ素子をオフします。下アームのスイッチング素子の PWM 制御信号は上アームのスイッチング素子の PWM 制御信号を反転した信号を使用しています。

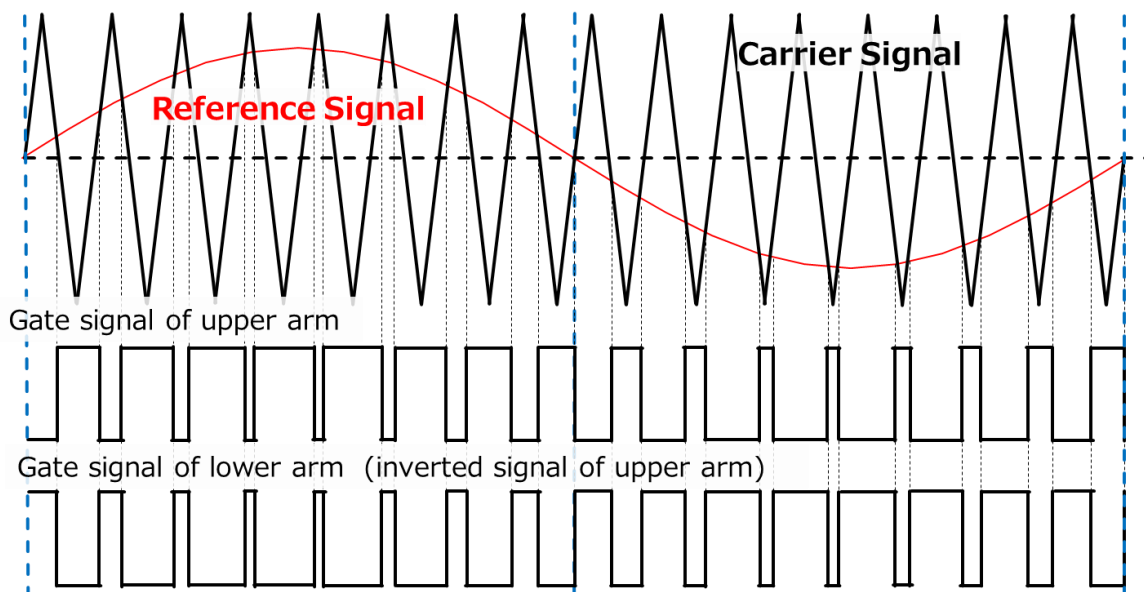


図 3.9 正弦波 PWM 信号生成例

3.3.2. センサーレスベクトル制御

図 3.10 にセンサーレスベクトル制御ブロック図例を示します。低速から高速までのモーター回転制御を効率的に処理することができるベクトル制御は近年のモーター制御において幅広く使用されるようになってきました。ベクトル制御においてはモーターの回転角検出が必要です。以前は回転角ホールセンサーやエンコーダーなどが使用されていましたが、これら外部素子を使用することなく、モーター電流を検出することで回転角を推測する技術も使用されるようになってきました。

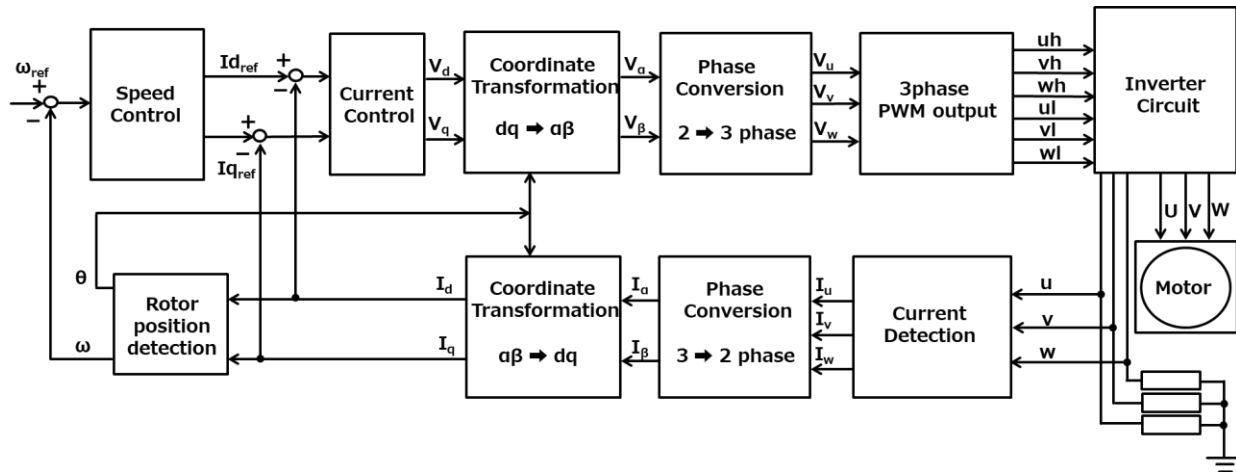


図 3.10 センサーレスベクトル制御ブロック図例

本デザインではファンモーター駆動ならびにコンプレッサー駆動においてセンサーレスベクトル制御を使用しています。なお、モーター電流検出方式としては構成が最も容易な 1 シャント方式を採用しています。

4. 回路設計

4.1. 全体ブロック図

図 4.1 に本デザインのブロック図を示します。エアコン室外機の主要機能である電源 PFC スwitchング制御、コンプレッサのセンサーレスベクトル制御、ならびにファンモーターのセンサーレスベクトル制御は単一のマイクロコントローラー（MCU）で処理されます。

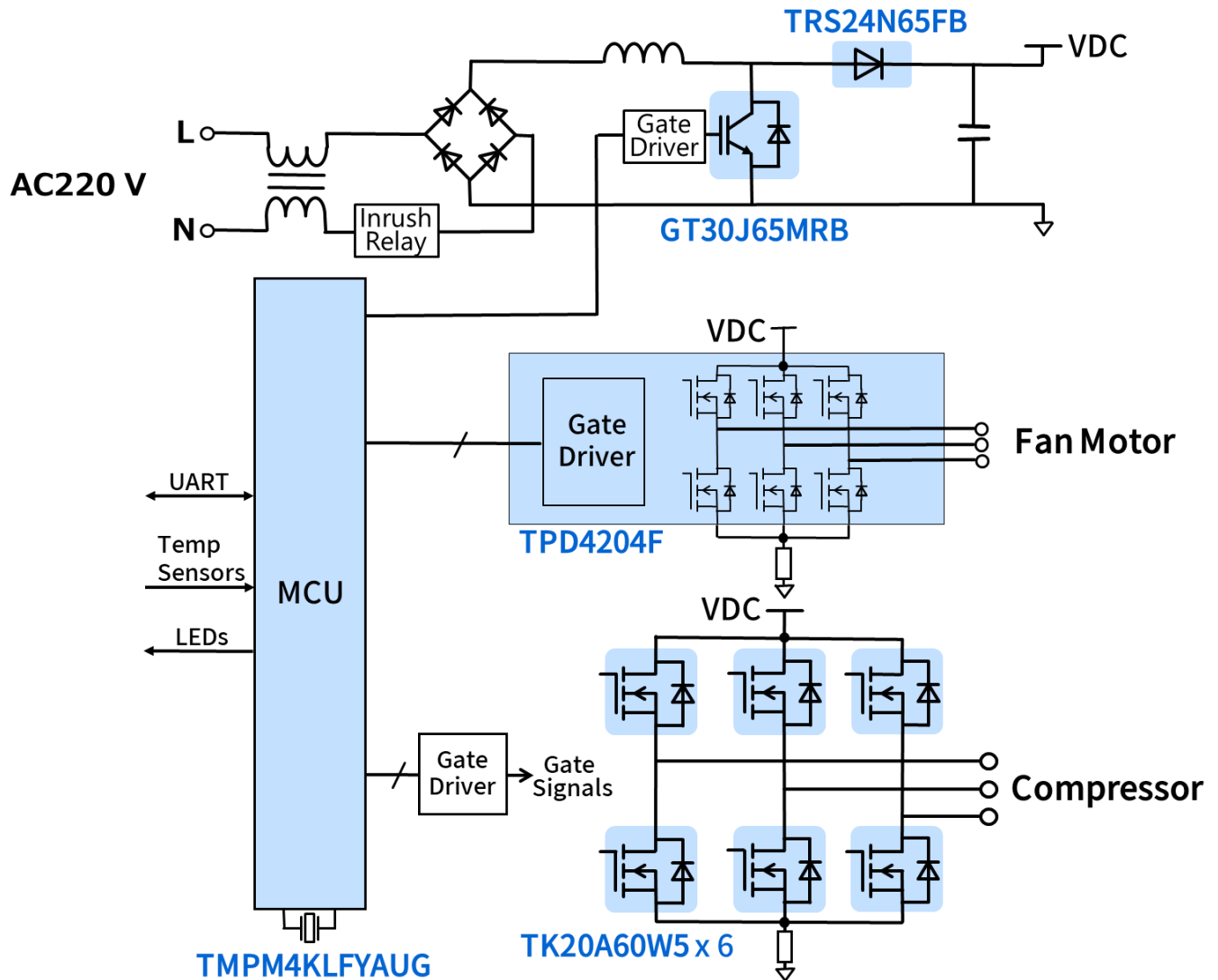


図 4.1 エアコン室外機回路 全体ブロック図

4.2. MCU 周辺回路

図 4.2 に MCU 周辺回路を示します。本デザインで MCU として使用している TXZ+™4A シリーズ [TMPM4KLFYAUG](#) はプロセッサコアとして Arm Cortex-M4 (FPU 機能搭載) コアを内蔵しており、最大 160 MHz 動作が可能です。

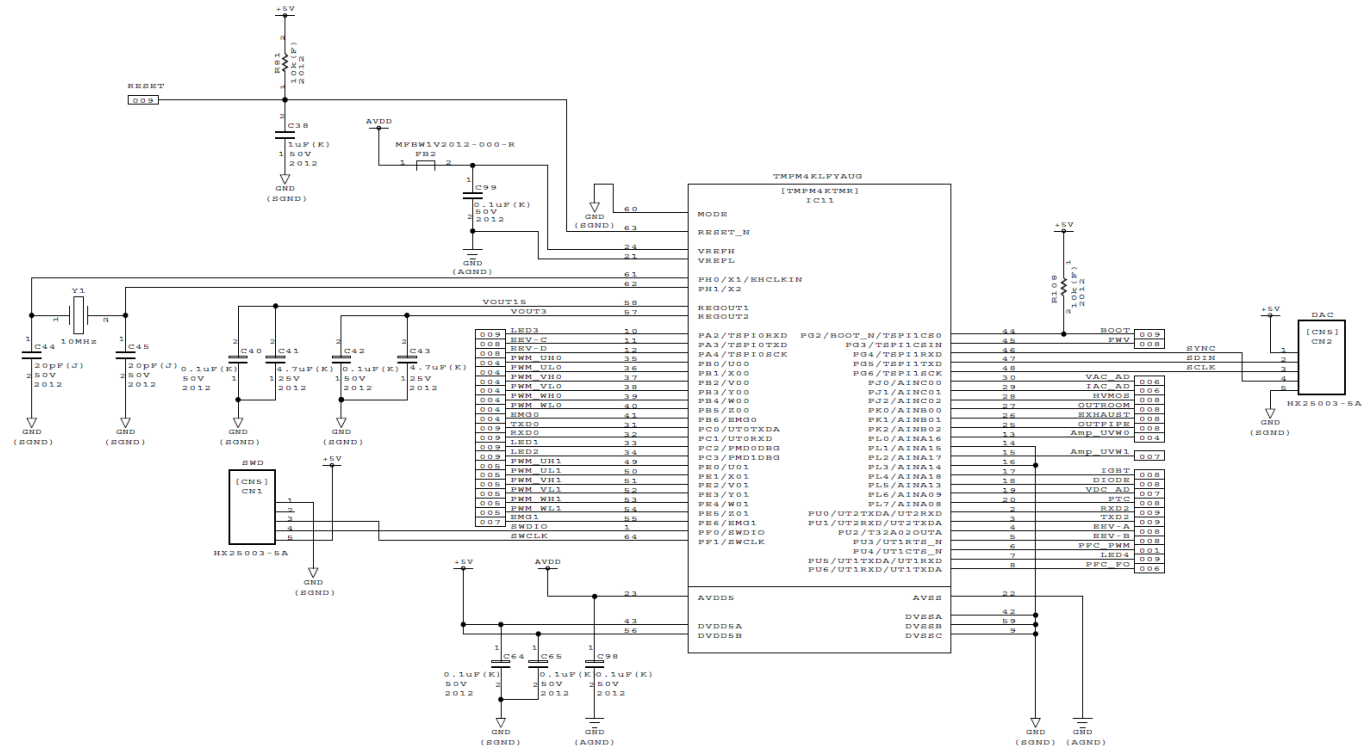


図 4.2 MCU 周辺回路

MCU の電源は 2.7 V～5.5 V での動作が可能です。本デザインではデジタル電源ピン (DVDD5A ならびに DVDD5B)、アナログ電源ピン (AVDD5) とともに 5 V を供給しています。各電源ピンの近傍にはバイパスコンデンサー (C64, C65, C98) を接続してください。また内蔵レギュレーター用コンデンサー接続ピン (REGOUT1, REGOUT2) の近傍にはそれぞれ同容量の電源安定用セラミックコンデンサーを接続してください。本デザインでは 4.7 μ F (C41, C43) ならびに 0.1 μ F (C40, C42) のセラミックコンデンサーを使用しています。ADC で使用するアナログ基準電圧ピン (VREFH, VREFL) にはノイズが少ない電源を供給してください。回路では 5 V アナログ電源 (AVDD) からフェライトビーズ (FB2) とバイパスコンデンサー (C90) を介した電源をアナログ基準電圧ピンに供給しています。

本デザインの回路図上は MCU に 10 MHz 水晶振動子 (Y1) ならびに外付け容量 22 pF (C45, C46) を接続することも可能ですが、本デザインのサンプルソフトウェアでは MCU 内の内蔵高速発振器 (IHOSC1) を使用する設定となっているため、これらの部品を使用することなく MCU は動作するため、部品コスト削減が可能です。IHOSC1 は 10 MHz の発振器で出力周波数誤差は $\pm 1\%$ のため、通信速度上の問題なく外部機器との UART 接続が可能です。IHOSC1 のクロック出力をもとに内部 PLL にて最大 160 MHz のシステムクロックが生成されます。

MCU のピンの多くは多重化されており、起動後ソフトウェア設定によりピンアサインが決まります。表 4.1 に本デザインのサンプルソフトウェア動作時のピンアサインを示します。本デザインで使用している各ピン機能をオレンジ色で示しています。BOOT_N ピン (ピン 44) は RESET_N ピン (ピン 63) の立ち上がり時のレベルによってブートモードが設定されます。本デザインではシングルチップモードで使用するため BOOT_N ピンは R108 により 5 V ブルアップされています。MODE ピン (ピン 60) は常に L レベル (GND) に接続してください。

表 4.1 MCU の各ピン機能アサイン

Pin Number	Functions										Direction	Description	
1	PF0	UT2TXDA	UT2RXD	T32A05INA0	T32A05INC0	SWDIO						In/Out	SWD-SWDIO
2	PU0	INT12	UT2TXDA	UT2RXD	I2C1SDA	T32A02INB1	UO2	E12C1SDA				In	UART-RXD2 (For indoor communication)
3	PU1	INT07a	UT2RXD	UT2TXDA	I2C1SCL	T32A02INA0	T3202INC0	XO2	E12C1SCL			Out	UART-TXD2 (For indoor communication)
4	PU2	INT07b	T32A02OUTA	T32A02OUTC	VO2							Out	GPIO-EEV ch.A
5	PU3	INT08a	UT1RTS_N	T32A02INB0	ENC2A	YO2						Out	GPIO-EEV ch.B
6	PU4	INT08b	UT1CTS_N	T32A02OUTB	T32A02INC1	WO2						Out	PFC IGBT gate control
7	PU5	INT13	UT1TXDA	UT1RXD	T32A02INA1	ENC2B	ZO2					Out	GPIO-LED4
8	PU6	INT09	UT1RXD	UT1TXDA	ENC2Z	EMG2						In	EMG2-PFC Over Current
9	DVSSC											-	Digital GND
10	PA2	INT00	TSPI0RXD	T32A00INA0	T32A00INC0	PMD2DBG	TRGIN0					Out	GPIO-LED3/PMD2DBG
11	PA3	INT01b	TSPI0TXD	T32A00OUTA	T32A00OUTC	TRGIN1						Out	GPIO-EEV ch.C
12	PA4	INT01a	TSPI0SCK	T3200OUTB	TRGIN2							Out	GPIO-EEV ch.D
13	PL0	AINA16										Analog In	Fan Motor Current Sense (OP-AMP+)
14	PL1	AINA15										Analog In	Fan Motor Current Sense (OP-AMP-)
15	PL2	AINA17										Analog In	Compressor Current Sense (OP-AMP+)
16	PL3	AINA14										Analog In	Compressor Current Sense (OP-AMP-)
17	PL4	AINA18										Analog In	Temperature Sense ch.3 (PFC IGBT)
18	PL5	AINA13										Analog In	Temperature Sense ch.4 (PFC Diode)
19	PL6	AINA09										Analog In	Bus Voltage Sense
20	PL7	AINA08										Out	GPIO-Inrush relay control
21	VREFL											-	Analog Reference GND
22	AVSS											-	Analog GND
23	AVDD5											-	Analog 5 V
24	VREFH											-	Analog Reference 5V
25	PK2	AINB02										Analog In	Temperature Sense ch.1 (Out Pipe)
26	PK1	AINB01										Analog In	Temperature Sense ch.0 (Exhaust)
27	PK0	AINB00										Analog In	Temperature Sense ch.2 (Out Room)
28	PJ2	AINC02										Analog In	Temperature Sense ch.5 (MOSFET)
29	PJ1	AINC01										Analog In	PFC Current Sense
30	PJ0	AINC00										Analog In	PFC Voltage Sense
31	PC0	UT0TXDA	UT0RXD	EI2C0SDA	I2C0SCL	T32A02INA0	T3202INC0					Out	UART-TXD0
32	PC1	INT02a	UT0RXD	UT0TXDA	EI2C0SCL	I2C0SCL	T3202OUTA	T3202OUTC				In	UART-RXD0
33	PC2	INT10	TSPI0CS0	T32A03OUTA	T32A03OUTC	PMD0DBG						Out	GPIO-LED1/PMD0DBG
34	PC3	INT03a	TSPI0RXD	T32A03OUTB	PMD1DBG							Out	GPIO-LED2/PMD1DBG
35	PB0	UO0										Out	FAN Motor-PWM U Phase High Side
36	PB1	XO0										Out	FAN Motor-PWM U Phase Low Side
37	PB2	VO0										Out	FAN Motor-PWM V Phase High Side
38	PB3	YO0										Out	FAN Motor-PWM V Phase Low Side
39	PB4	WO0										Out	FAN Motor-PWM W Phase High Side
40	PB5	ZO0										Out	FAN Motor-PWM W Phase Low Side
41	PB6	EMG0										In	EMG0-Fan Motor Exception
42	DVSSA											-	GND pin for digital
43	DVDD5A											-	Power supply pin for digital
44	PG2	BOOT_N	TSPI1CS0	T32A04OUTA	T32A04OUTC							In	BOOT mode (Single Chip Mode when "H" level)
45	PG3	INT21	TSPI1CSIN	T32A04OUTB								Out	GPIO-4-way valve relay control
46	PG4	TSPI1RXD	T32A04INB0									Out	SYNC for external DAC
47	PG5	TSPI1TXD	T32A04INB1									Out	SDIN for external DAC
48	PG6	TSPI1SCK										Out	SCLK for external DAC
49	PE0	UO1										Out	Compressor U phase high side output
50	PE1	INT04b	T32A03INA0	T32A03INC0	XO1							Out	Compressor U phase low side output
51	PE2	T32A03OUTA	T32A03OUTC	VO1								Out	Compressor V phase high side output
52	PE3	INT04a	T32A03INA1	T32A03INC1	YO1							Out	Compressor V phase low side output
53	PE4	INT11a	T32A03INB0	WO1								Out	Compressor W phase high side output
54	PE5	INT05a	INT11b	T32A03INB1	ZO1							Out	Compressor W phase low side output
55	PE6	INT05b	T32A03OUTB	EMG1								In	EMG1-Compressor Over Current
56	DVDD5B											-	Digital 5 V
57	REGOUT2											-	Capacitor for a 3.3 V regulator
58	REGOUT1											-	Capacitor for a 1.5 V regulator
59	DVSSB											-	Digital GND
60	MODE											In	Mode Pin (must be fixed to "Low" level)
61	PH0	X1	EHCLKIN									-	External Cristal (not used)
62	PH1	X2										-	External Cristal (not used)
63	RESET_N											In	Reset
64	PF1	INT06a	UT2RXD	UT2TXDA	T32A05OUTA	T32A05OUTC	SWCLK					Out	SWD-SWCLK

図 4.3 に MCU に搭載されたモーター制御関連ハードウェアを示します。モーター制御や PFC 制御に必要な専用ハードウェアとしてベクトルエンジン (A-VE+)、プログラマブルモーター制御回路 (A-PMD) 等を内蔵しており、これら制御においてはプロセッサコアによる処理負荷の軽減が可能です。

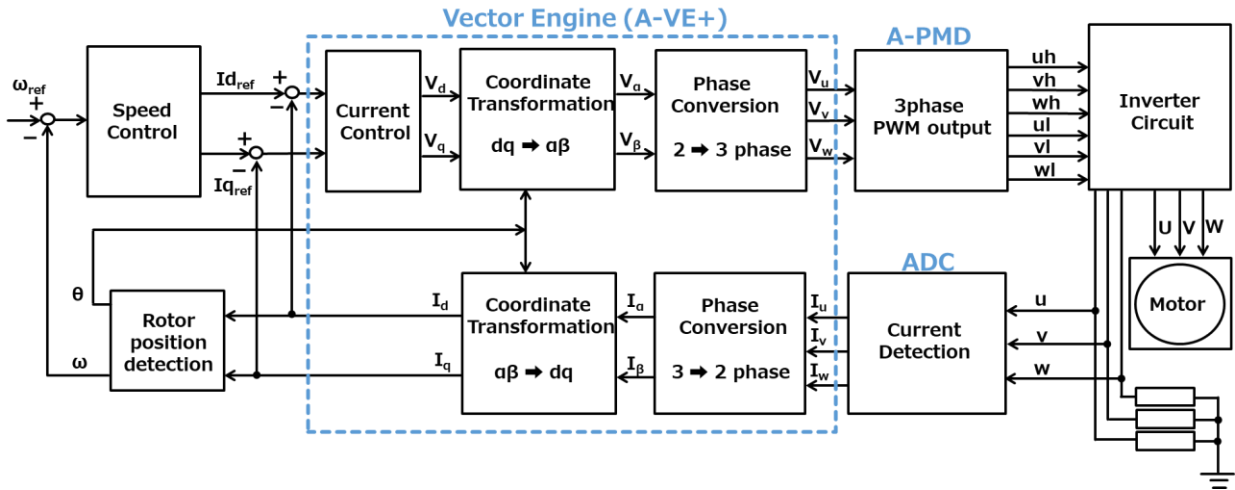


図 4.3 MCU(TPM4KLFYAUG)に内蔵されたモーター制御関連ハードウェア

4.3. PFC 回路

4.3.1. AC 電源入力回路ならびに PFC 回路

図 4.4 に AC 電源入力回路ならびに PFC 回路を示します。

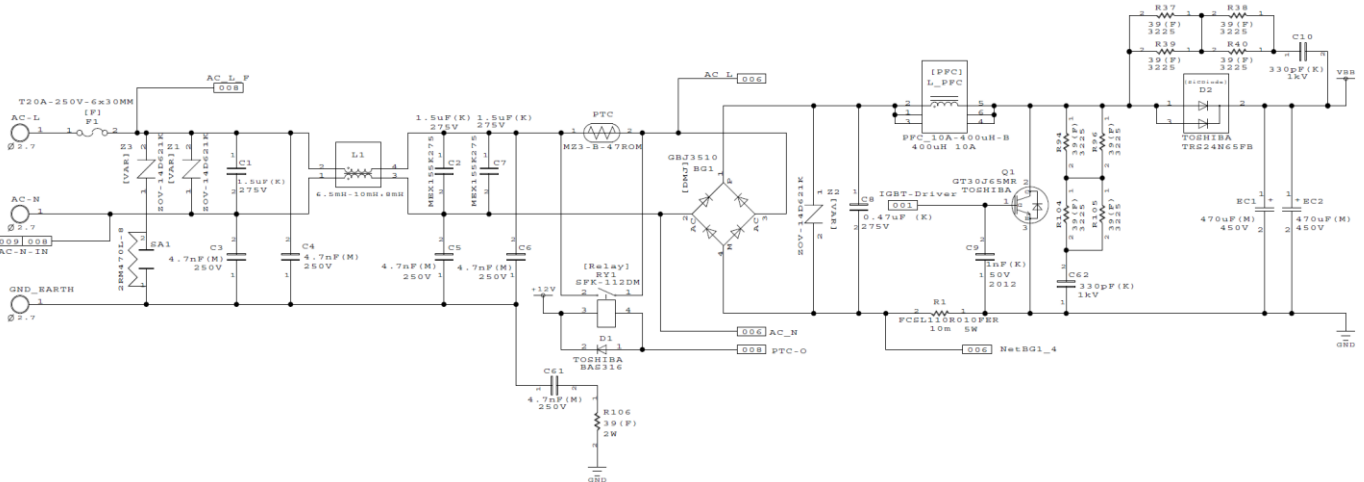


図 4.4 AC 電源入力回路ならびに PFC 回路

AC 電源入力 (AC-L, AC-N) はバリスター、X コンデンサー、Y コンデンサー、コモンモードチョーク、突入防止リレーを経由してダイオードブリッジ (BG1) で整流され、PFC 回路に入力されます。PFC 回路はシングル方式 PFC を採用しており、PFC インダクター (L_PFC)、PFC スイッチ用 IGBT (Q1)、PFC ダイオード (D2)、出力コンデンサー (EC1, EC2) などで構成されます。

本デザインの PFC 回路はエアコン等で多く使用される電流連続モード (CCM) で動作します。エアコンでは PFC 用スイッチには IGBT が多く使用されており、一般的なスイッチング周波数は 20~40 kHz 程度でしたが、近年 PFC インダクター等の部品小型化を目的として高スイッチング周波数動作が要求されています。スイッチング周波数を高めるとスイッチング動作に起因する損出は増加しますが、本デザインではスイッチング損失が小さく 60 kHz での高スイッチング周波数動作可能なコレクターエミッター間電圧最大 650 V、コレクター電流最大 30 A の IGBT [GT30J65MRB](#) を使用しています。

CCM での動作時はダイオードの逆回復電流が IGBT オン時の電流に重畳されるため、ダイオードの逆回復電流特性がスイッチング損失に大きく影響します。本デザインでは PFC ダイオードとして逆回復特性が良いピーク繰り返し逆電圧最大 650 V、順電流最大 24 A の SiC ショットキーバリアダイオード [TRS24N65FB](#) を採用しています。

4.3.1.1. IGBT

本デザインでは高スイッチング周波数でも低損失な [GT30J65MRB](#) を採用しています。還流ダイオード (FWD, Free wheeling Diode) を 1 チップで構成した逆導通 IGBT (RC-IGBT, Reverse-conducting IGBT) です。本デザインの PFC 回路では FWD は必須ではありませんが、実際の動作にて FWD がない場合、エミッター・コレクター間にエネルギーが印加されエミッター・コレクター間に電圧が発生する場合があります。注意が必要です。

4.3.1.2. PFC インダクター

PFC インダクター (L_PFC) のインダクタンス L はインダクター電流のリプル率を考慮して選ぶ必要があります。リプル率は一般的に 30 %未満に設定します。

一般的には PFC インダクターのインダクタンス L は、入力電圧: V_{IN} 、出力電圧: V_{OUT} 、出力電力: P_{OUT} 、 f_{SW} : スwitchング周波数、 η : PFC 効率、M: リプル率とした場合、

$$L = \frac{((V_{OUT} - \sqrt{2} \times V_{IN}) \times \eta \times V_{IN}^2)}{f_{sw} \times M \times P_{OUT} \times V_{OUT}}$$

にて得られます。

$V_{IN} = 220$ (V), $V_{OUT} = 350$ (V), $P_{OUT} = 2000$ (W), $f_{SW} = 60 \times 10^3$ (Hz), $\eta = 0.9$, $M = 0.3$ とした場合、

$$L = \frac{((350 - \sqrt{2} \times 220) \times 0.9 \times 220^2)}{60 \times 10^3 \times 0.3 \times 2000 \times 350} \cong 134 \times 10^{-6}$$

のため インダクタンス L は 134 μ H 以上が必要となります。本デザインでは PFC インダクター (L_PFC) として、定格 10 A、インダクタンス 400 μ H のインダクターを採用しています。

4.3.2. IGBT ゲートドライブ回路

図 4.5 に IGBT ゲートドライブ回路を示します。IGBT のゲート駆動はゲートドライバー IC (IC7) を使用しています。2ch 出力のゲートドライバーを、駆動能力を上げるため並列出力しています。ゲート駆動電圧はゲートドライバーの供給電圧 (VDD) である 15 V です。本デザインでは IGBT のオン時とオフ時のゲート抵抗の変更が可能で、ゲート抵抗 R_G 設定が変更可能です。IGBT オン時のゲート抵抗 $R_{G(ON)}$ は R43 で設定され、IGBT オフ時のゲート抵抗 $R_{G(OFF)}$ は R43 と R44 の並列抵抗になります。本デザインの初期状態では D11、R44 は未実装としておりオンおよびオフのゲート抵抗は $R_{G(ON)} = R_{G(OFF)} = 22 \Omega$ となります。実際のセット設計時には、システム評価などで確認した適切なゲート抵抗を実装してください。

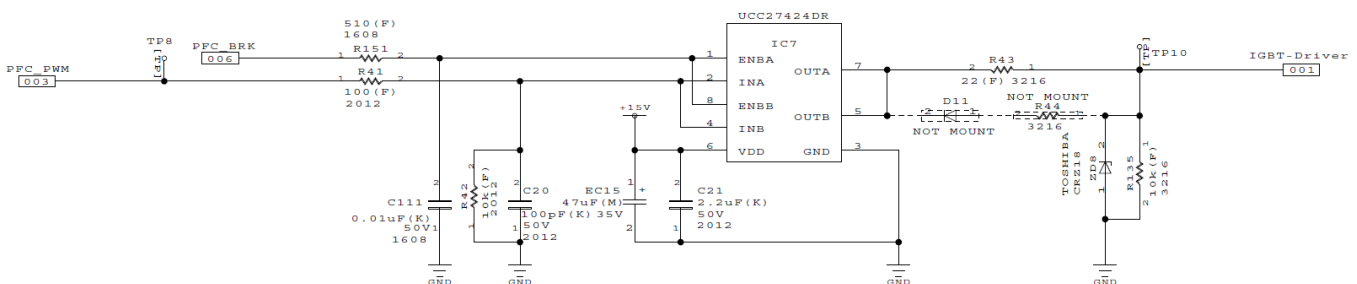


図 4.5 IGBT ゲートドライブ回路

ゲートドライバーのゲート入力 (INA ピンならびに INB ピン) には MCU からの PFC 制御 PWM 信号 (PFC_PWM) が接続されています。またイネーブル入力 (ENBA ピンならびに ENBB ピン) には PFC 過電流検出回路の異常検出出力信号 (PFC_BRK) が入力されており、過電流異常検出時 (PFC_BRK = L レベル) にはゲート信号出力が強制的にオフになります。

4.3.3. スナバー回路

図 4.6 に PFC 回路で使用しているスナバー回路を示します。スイッチ用 IGBT ならびに PFC ダイオードに並列に接続されており、R (2 並列×2 直列) = 39 Ω, C = 330 pF による RC スナバーを構成しています。スナバー回路自体の損失による若干の効率の低下や温度上昇はありますが、スナバー回路によるスイッチング時のリングングや電圧サージの改善が期待できるため、素子を安全に動作させることができます。

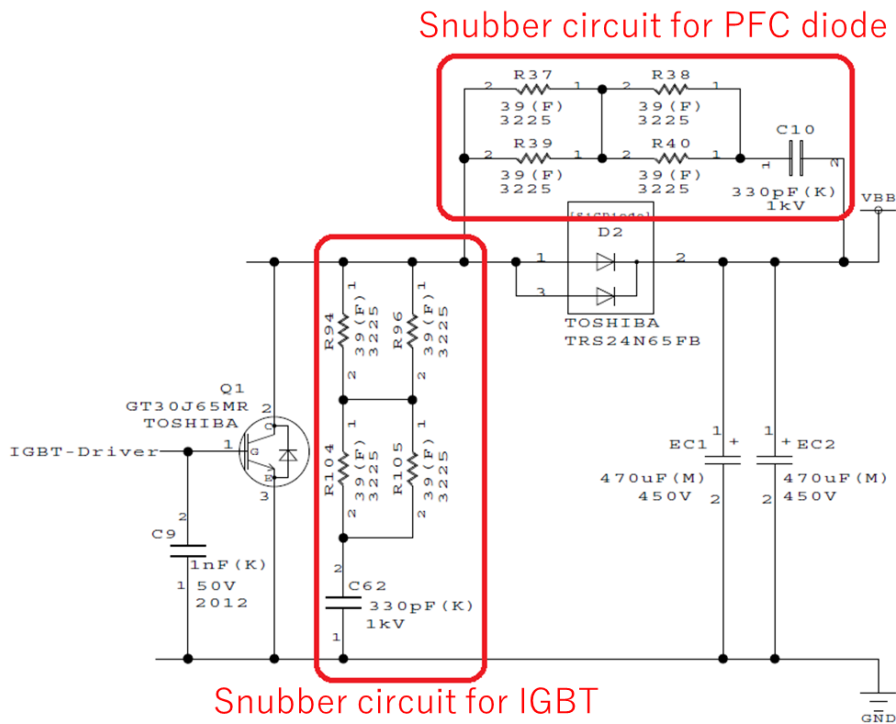


図 4.6 スナバー回路

図 4.7 にスナバー回路の有無による IGBT オン時の波形例を示します。図において V_{CE} は IGBT のコレクター・エミター間電圧、 I_C はコレクター電流 I_C です。スナバー回路が無い場合は I_C にリングングが見られますが、スナバー回路の適用により I_C のリングングが抑制されます。

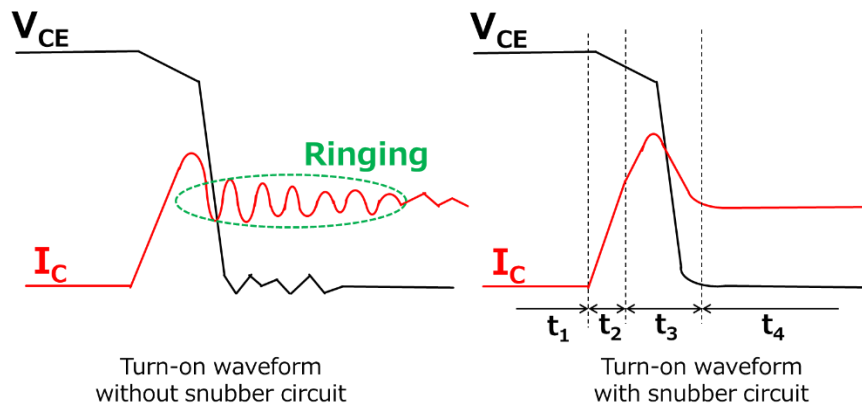


図 4.7 スナバー回路の有無による IGBT オン波形例

図 4.8 にスナバー回路の有無による IGBT オフ時の波形例を示します。スナバー回路無しの場合は V_{CE} の立ち上がり (dv/dt) が急峻で V_{CE} にサージ電圧やリングングが発生しますが、スナバー回路の適用によりこれらが抑制されます。

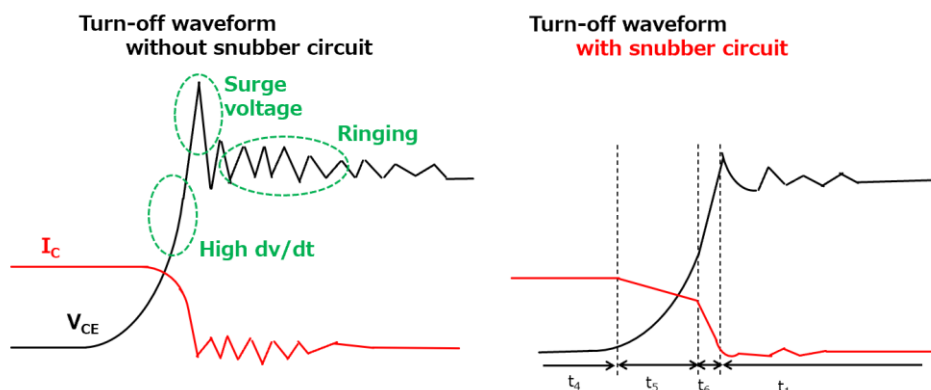


図 4.8 スナバー回路の有無による IGBT オフ波形例

4.3.4. PFC 電流センサー回路

図 4.9 に PFC 電流センサー回路を示します。PFC 回路を流れる電流により 0.01 Ω のシャント抵抗 (R1) に電圧が生じます。このシャント抵抗電圧 (IAC_SHUNT) は電流センサー回路で増幅され、MCU の ADC にて A/D 変換された後に PFC 制御等で使用されます。

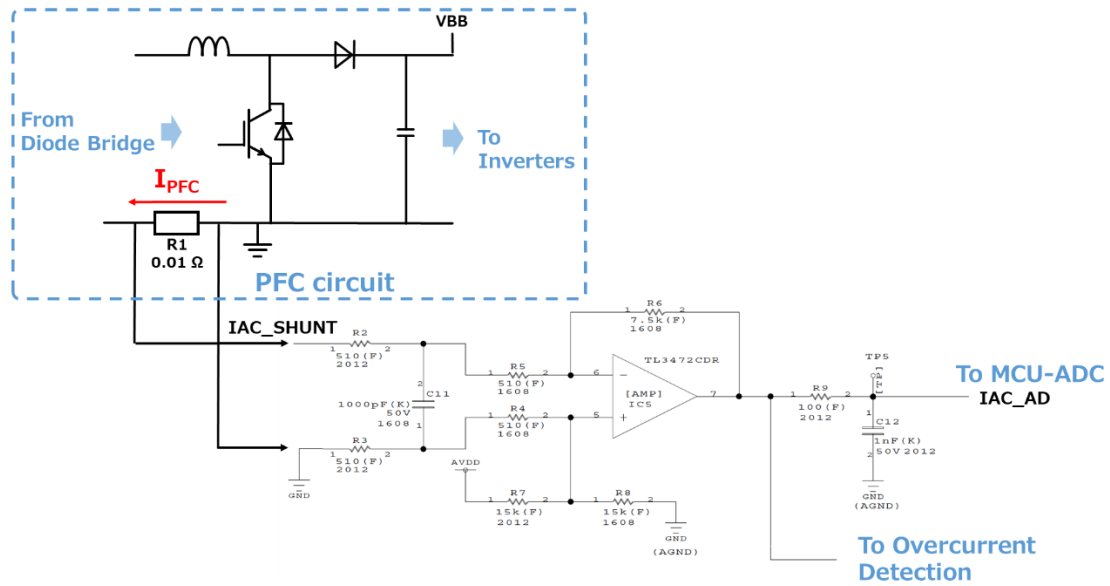


図 4.9 PFC 電流センサー回路

図 4.10 にオペアンプによる差動増幅回路例を示します。

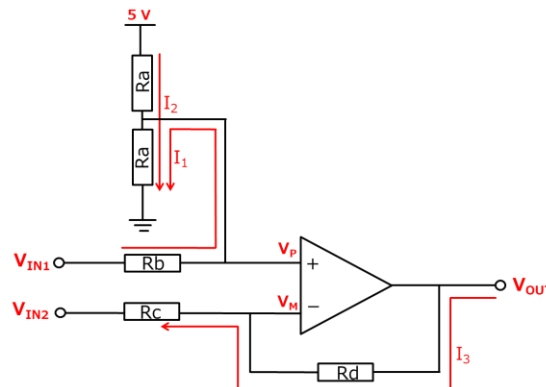


図 4.10 差動増幅回路の例

入力を V_{IN1} , V_{IN2} とし、出力を V_{OUT} とした場合、回路中の電流、電圧等の関係は以下の通りとなります。

$$I_1 = \frac{V_{IN1} - V_P}{R_b}$$

$$I_2 = \frac{5 - V_P}{R_a}$$

$$I_1 + I_2 = \frac{V_P}{R_a}$$

$$V_M = V_{IN2} + \frac{R_c}{R_c + R_d} \cdot (V_{OUT} - V_{IN2})$$

これに、オペアンプ負帰還時の仮想ショート

$$V_P = V_M$$

を適用すると、出力される電圧 V_{OUT} は

$$V_{OUT} = \frac{Rc + Rd}{(Ra + 2Rb) \cdot Rc} \cdot (5Rb + Ra \cdot V_{IN1}) - \frac{Rd}{Rc} \cdot V_{IN2} \quad (4.1)$$

となります。

上記の式 (4.1) で示される差動増幅回路において

$$Ra = R7 \text{ ならびに } R8 = 15 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$Rb = R3 + R4 = 1.02 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$Rc = R2 + R5 = 1.02 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$Rd = R6 = 7.5 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$V_{IN1} = 0 \text{ (V)}$$

を適用すると、電流センサー回路の電圧出力は

$$V_{OUT} \cong 2.5 - 7.353 \times V_{IN2}$$

となります。

PFC 回路の直流電流を I_{PFC} (A) とすると、

$$V_{IN2} = -I_{PFC} \cdot 0.01$$

となるため、MCU の ADC に入力される電流センサー電圧 (IAC_AD) は

$$IAC_{AD} = 2.5 + 0.07353 \cdot I_{PFC} \text{ (V)} \quad (4.2)$$

となります。

4.3.5. PFC 過電流検出回路

図 4.11 に PFC 過電流検出回路を示します。

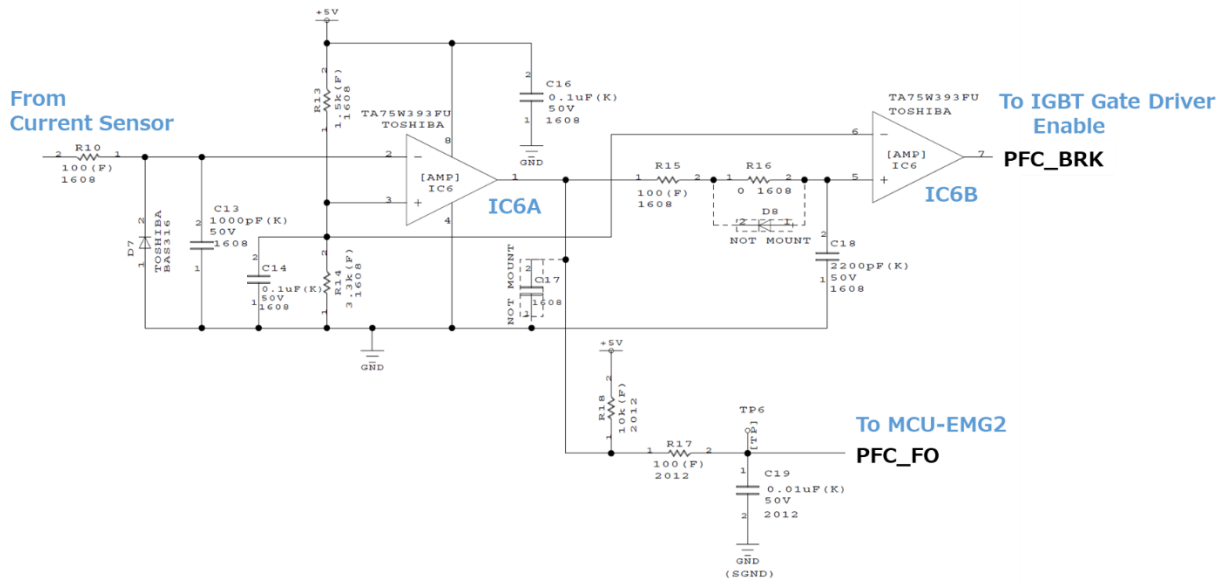


図 4.11 PFC 過電流検出回路

電流センサー回路からの電圧出力 (IAC_AD) はオープンコレクター出力のデュアルコンパレータ [TA75W393FU](#) にてリファレンス電圧と比較され過電流かどうか判定されます。2つのコンパレーターの基準電圧 V_{REF} は 5 V を R13 (1.5 k Ω) と R14 (3.3 k Ω) で分圧しており

$$V_{REF} = 5 \cdot \frac{3.3 \times 10^3}{1.5 \times 10^3 + 3.3 \times 10^3} \approx 3.44 (V)$$

となります。

IC6A 側のコンパレーターは V_{REF} が IN(+) ピンに入力されているため、IN(-) ピン入力電圧 > V_{REF} の時に OUT ピン出力 (PFC_FO 信号) が L レベルになります。L レベルになる時の PFC 電流は式 (4.2) より

$$I_{PFC} > \frac{V_{REF} - 2.5}{0.07353} \approx 13 (A) \quad (4.3)$$

となるため I_{PFC} が 13 A を超えると、コンパレーターから MCU の EMG2 ピンに出力される PFC_FO 信号が L レベルとなるため、MCU がハードウェア異常検出状態となります。なおオープンコレクター出力に必要なプルアップは R18 (10 k Ω) により 5 V にプルアップされています。

IC6B 側のコンパレーターは V_{REF} が IN(-) ピンに入力されているため、IN(+) ピン入力電圧が V_{REF} 以下となった場合に、OUT ピン出力 (PFC_BRK 信号) が L レベルになります。ここで IN(+) ピン入力電圧は IC6A 側の OUT ピン出力電圧であり、正常時は 5 V、過電流異常時は 0 V となるため I_{PFC} が 13 A を超えると、IC6A 側同様に OUT 出力が L レベルとなり、IGBT ゲートドライバー (IC7) の ENB 信号が L レベルとなるため、IGBT (Q1) のゲート駆動が停止します。なおオープンコレクター出力に必要なプルアップは、IGBT ゲートドライバーの内部プルアップを使用しています。

4.3.6. AC 電圧センサー回路

図 4.12 に AC 電圧センサー回路を示します。単相 AC 電源の AC-L、AC-N 間の電圧は AC 電圧センサー回路の差動増幅回路により電圧レベルが変換され、MCU の ADC にて A/D 変換された後にソフトウェアにて PFC 制御等で使用されます。

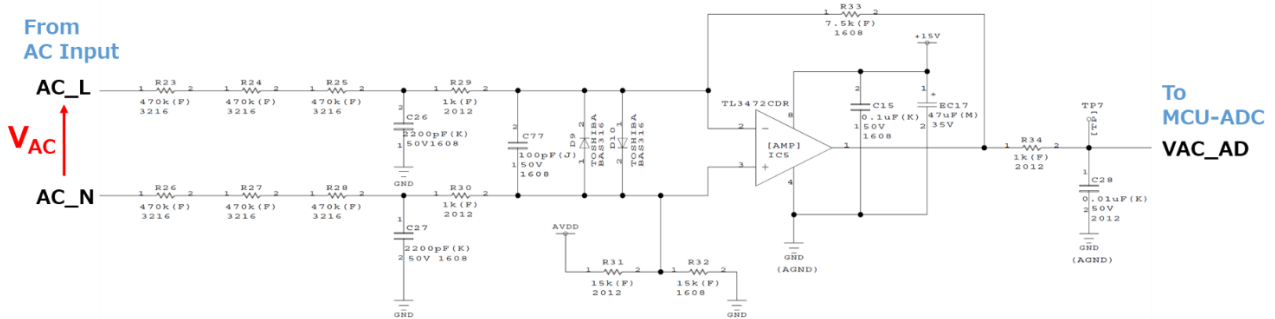


図 4.12 AC 電圧センサー回路

式 (4.1) で示される差動増幅回路において

$$R_a = R_{31} \text{ ならびに } R_{32} = 15 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_b = R_{26} + R_{27} + R_{28} + R_{30} = 1411 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_c = R_{23} + R_{24} + R_{25} + R_{29} = 1411 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_d = R_{33} = 7.5 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

を適用すると、AC 電圧センサー回路の電圧出力は

$$V_{OUT} \cong 2.5 + 5.32 \times 10^{-3} \cdot (V_{IN1} - V_{IN2})$$

となります。

AC_N 電位(V_{IN1})を基準とした AC_L 電位(V_{IN2})を V_{AC} (V)とすると

$$V_{AC} = V_{IN2} - V_{IN1}$$

のため、MCU の ADC に入力される AC 電圧センサー電圧(V_{AC_AD})は

$$V_{AC_AD} = 2.5 - 5.32 \times 10^{-3} \cdot V_{AC} \text{ (V)} \tag{4.4}$$

となります。

4.3.7. DC 電圧センサー回路

図 4.13 に DC 電圧センサー回路を示します。

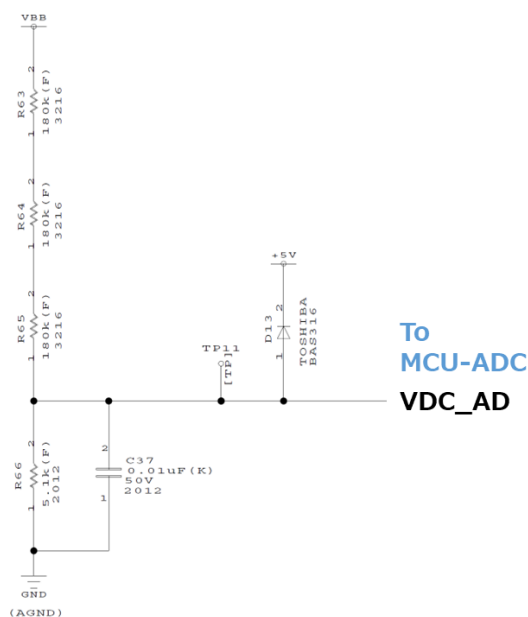


図 4.13 DC 電圧センサー回路

PFC 回路から出力される DC 電圧 (V_{BB}) を MCU でモニターするため、分圧抵抗 (R63、R64、R65、R66) を使用してセンサーの出力としています。MCU の ADC で入力される DC 電圧センサー出力 (VDC_AD) は

$$\begin{aligned}
 VDC_{AD} &= \frac{5.1 (k\Omega)}{180 (k\Omega) + 180 (k\Omega) + 180 (k\Omega) + 5.1 (k\Omega)} \cdot V_{BB} \\
 &\approx 9.36 \times 10^{-3} \cdot V_{BB} (V)
 \end{aligned}
 \tag{4.5}$$

となります。

4.4. ファンモーター駆動回路

4.4.1. ファンモーター駆動インバーター回路

図 4.14 にファンモーター駆動におけるインバーター回路を示します。

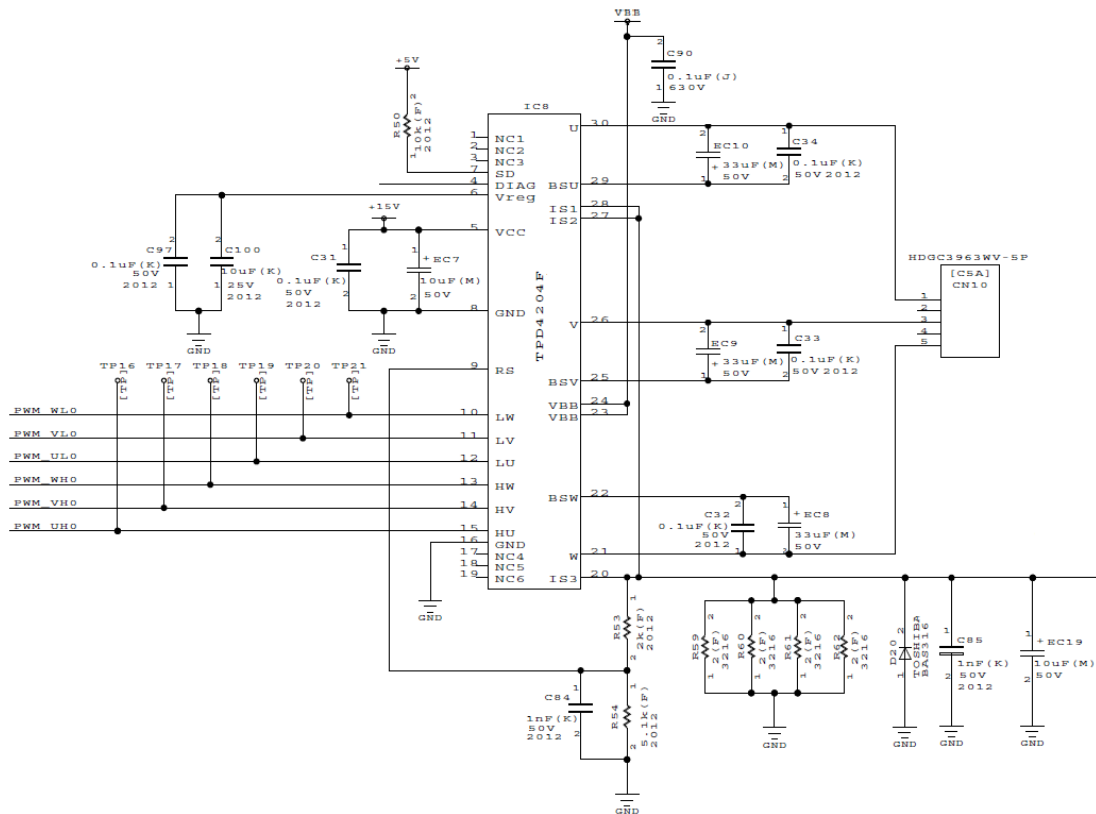


図 4.14 ファンモーター駆動インバーター回路

インテリジェントパワーデバイス [TPD4204F](#) (IC8) は最大電源電圧 600 V の MOSFET で構成された 3 相インバーター、レベルシフト型ゲートドライバー、過熱保護機能、減電圧保護機能、過電流保護機能を 1 パッケージで実現しています。

MCU から出力される 5 V レベルのインバーター制御用 PWM 信号 (PWM_UH0、PWM_VH0、PWM_WH0、PWM_UL0、PWM_VL0、PWM_WL0) は TPD4204F の HU ピン、HV ピン、HW ピン、LU ピン、LV ピン、LW ピンに直結可能です。U ピン、V ピン、W ピンから出力されるインバーター出力はファンモーター接続コネクタ (CN10) へ出力されます。

インバーターのバス電源 (VBB) は VBB ピンに供給します。内部インバーターの各相ローサイド側 MOSFET のソースはそれぞれ IS1、IS2、IS3 ピンに出力されており、シャント抵抗が接続可能ですが、本デザインでは、すべてのソースをまとめ 1 シャント構成で GND に接続しています。R59、R60、R61 ならびに R62 はシャント抵抗であり、2 Ω が 4 並列で 0.5 Ω のシャント抵抗として動作します。厳密には 0.5Ω のシャント抵抗値は並列接続された過電流検出用抵抗 R53、R54 の影響により 0.5Ω よりわずかに小さくなりますが、R53、R54 側の抵抗値が高いためこの影響は無視できます。

TPD4204F はハイサイド側ゲートドライバーのレベルシフトに必要なブートストラップダイオードを内蔵しており、ブートストラップコンデンサー (EC10、C34、EC9、C33、EC8、C32) を U ピン-BSU ピン間、V ピン-BSV ピン間、W ピン-BSW ピン間に接続します。

また TPD4204F はレギュレーターを内蔵しており VREG ピンへ 7 V 出力が可能ですが、本デザインでは使用していません。内蔵レギュレーター出力の使用に関わらず U1 の VREG ピンへは電源安定用コンデンサー (C100、100 µF) ならびに、サージ吸収用コンデンサー (C97、0.1 µF) を接続してください。

SD ピンはシャットダウン制御信号入力であり、L レベルが入力されるとインバーターの出力がすべて遮断されます。本デザインでは R50(10 kΩ)により VDD(5 V)にプルアップしています。

4.4.2. ファンモーター駆動異常検出回路

図 4.15 にファンモーター駆動における異常検出回路を示します。

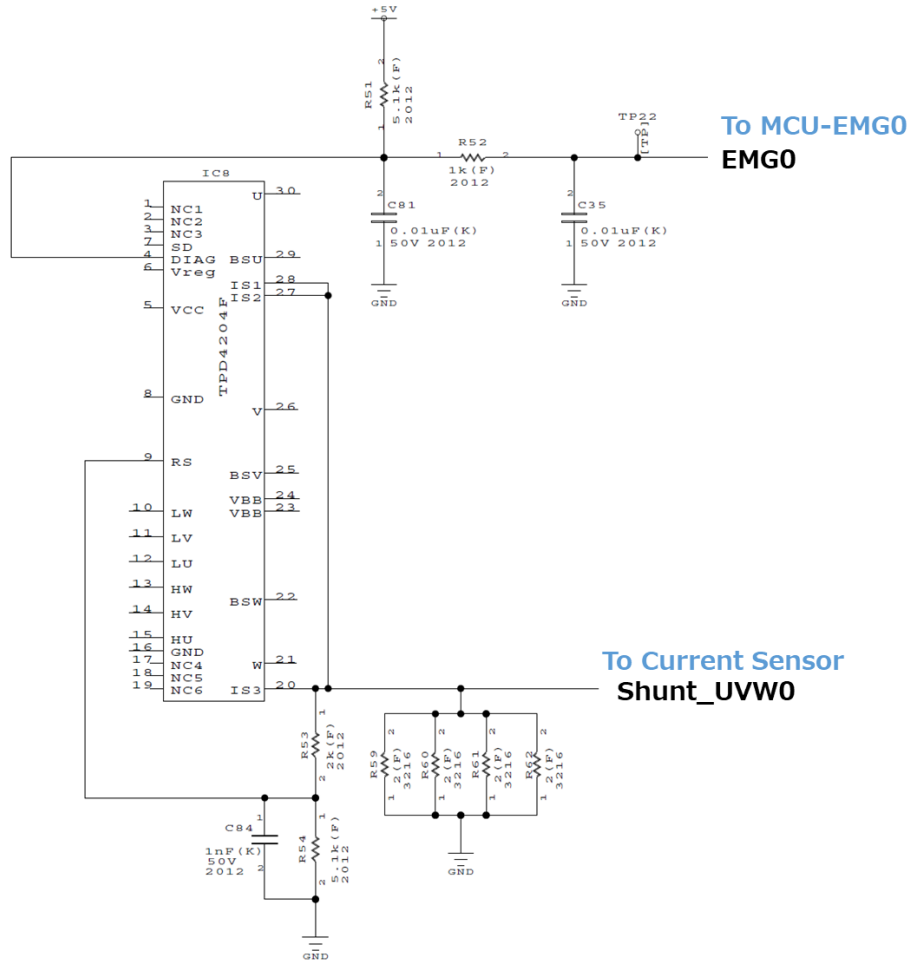


図 4.15 ファンモーター駆動異常検出回路

ファンモーター駆動異常の検出は TPD4204F で行います。シャント抵抗 (R59、R60、R61、R62 で合計 0.5 Ω相当) で発生した電圧は R53 (2 kΩ)、R54 (5.1 kΩ) で分圧され、RS ピンに入力されます。TPD4204F では RS ピン電圧が 0.5 V (Typ.) を超えると過電流を検出します。シャント抵抗を流れる電流を OC_{FAN} とすると、過電流を検出する条件は

$$OC_{FAN} (A) \times 0.5 (\Omega) \times \frac{5.1 (k\Omega)}{5.1 (k\Omega) + 2 (k\Omega)} > 0.5 (V)$$

$$OC_{FAN} > 1.392 (A) \tag{4.6}$$

となるため、シャント抵抗を流れる電流が約 1.4 A を超えると TPD4204F は過電流を検出します。TPD4204F はこの過電流以外にも、電源電圧低下、過熱を検出すると MCU の EMG0 ピンに DIAG ピン出力 (オープンドレイン) から L レベルが出力されるため、MCU がハードウェア異常検出状態となります。オープンドレイン出力に必要なプルアップは R51 (5.1 kΩ) により 5 V にプルアップされます。

4.4.3. ファンモーター電流センサー回路

図 4.16 にファンモーター電流センサー回路を示します。ファンモーターのインバーターに流れるバス電流により実質 0.5 Ω のシャント抵抗 (R59、R60、R61、R62) に電圧が生じます。このシャント抵抗電圧 (Shunt_UVW0) は MCU 内蔵オペアンプ (AMPA) を含む電流センサー回路で増幅され、MCU の ADC にて A/D 変換された後にファンモーター制御で使用されます。外部にオペアンプが不要となるため基板上的部品削減が可能です。

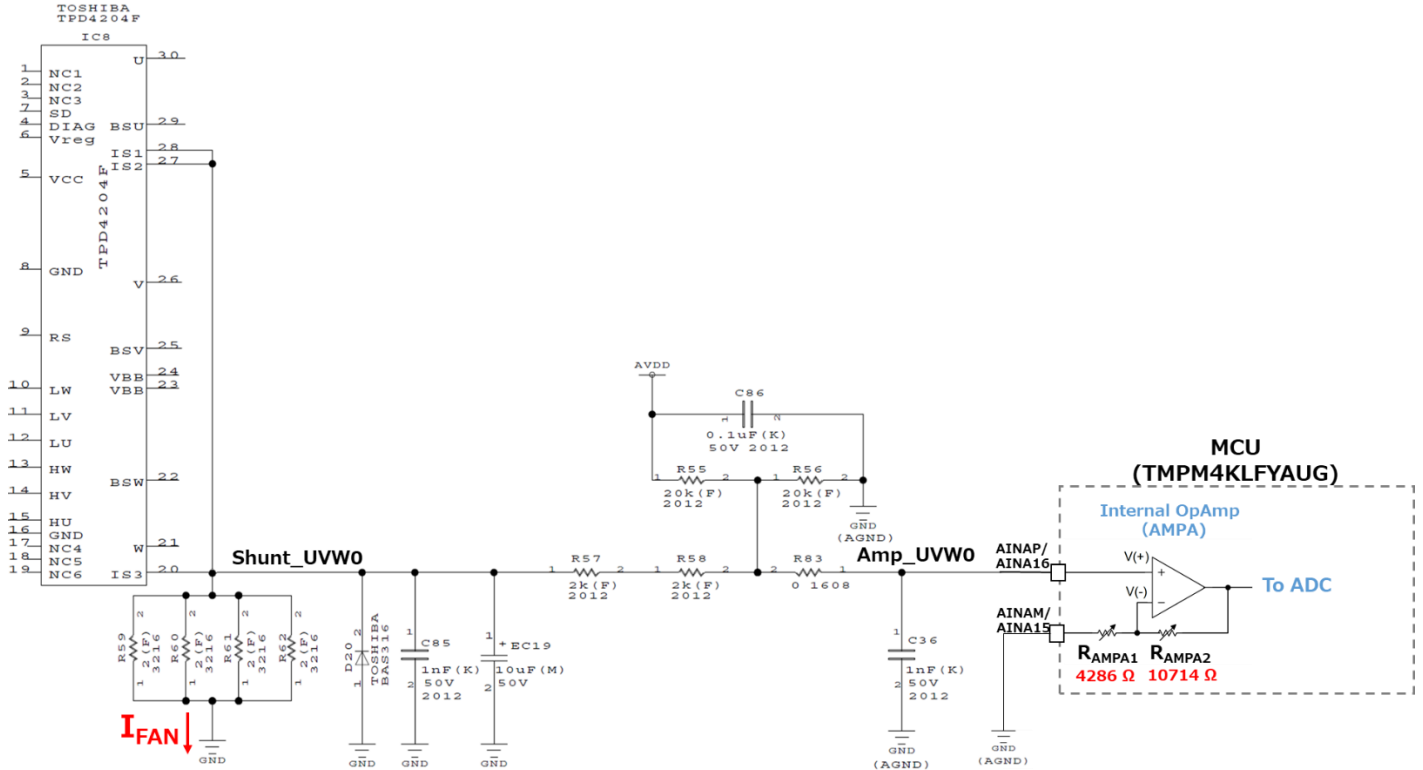


図 4.16 ファンモーター電流センサー回路

MCU 内蔵オペアンプ (AMPA) に接続される抵抗 R_{AMPA1} ならびに R_{AMPA2} は MCU のオペアンプコントロールレジスターで設定でき、本デザインのサンプルソフトウェアでは $R_{AMPA1} = 4286 \Omega$, $R_{AMPA2} = 10714 \Omega$ に設定しています。

式 (4.1) で示される差動増幅回路において

$$R_a = R_{55} \text{ ならびに } R_{56} = 20 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_b = R_{57} + R_{58} = 4 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_c = R_{AMPA1} = 4.286 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_d = R_{AMPA2} = 10.714 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$V_{IN2} = 0 \text{ (V)}$$

を適用すると、電流センサー回路の電圧出力は

$$\begin{aligned} V_{OUT} &\cong 2.49983 + 2.49983 \cdot V_{IN1} \\ &\cong 2.5 + 2.5 \cdot V_{IN1} \end{aligned}$$

となります。ファンモーター駆動回路のバス電流を I_{FAN} (A) とすると、

$$V_{IN1} = I_{FAN} \cdot 0.5$$

のため、ADC に入力される電流センサー電圧 (ADC_UVW0) は

$$ADC_{UVW0} = 2.5 + 1.25 \cdot I_{FAN} \text{ (V)} \tag{4.7}$$

となります。

4.5. コンプレッサ駆動回路

4.5.1. コンプレッサ駆動インバーター回路

図 4.17 にコンプレッサ駆動におけるインバーター回路を示します。

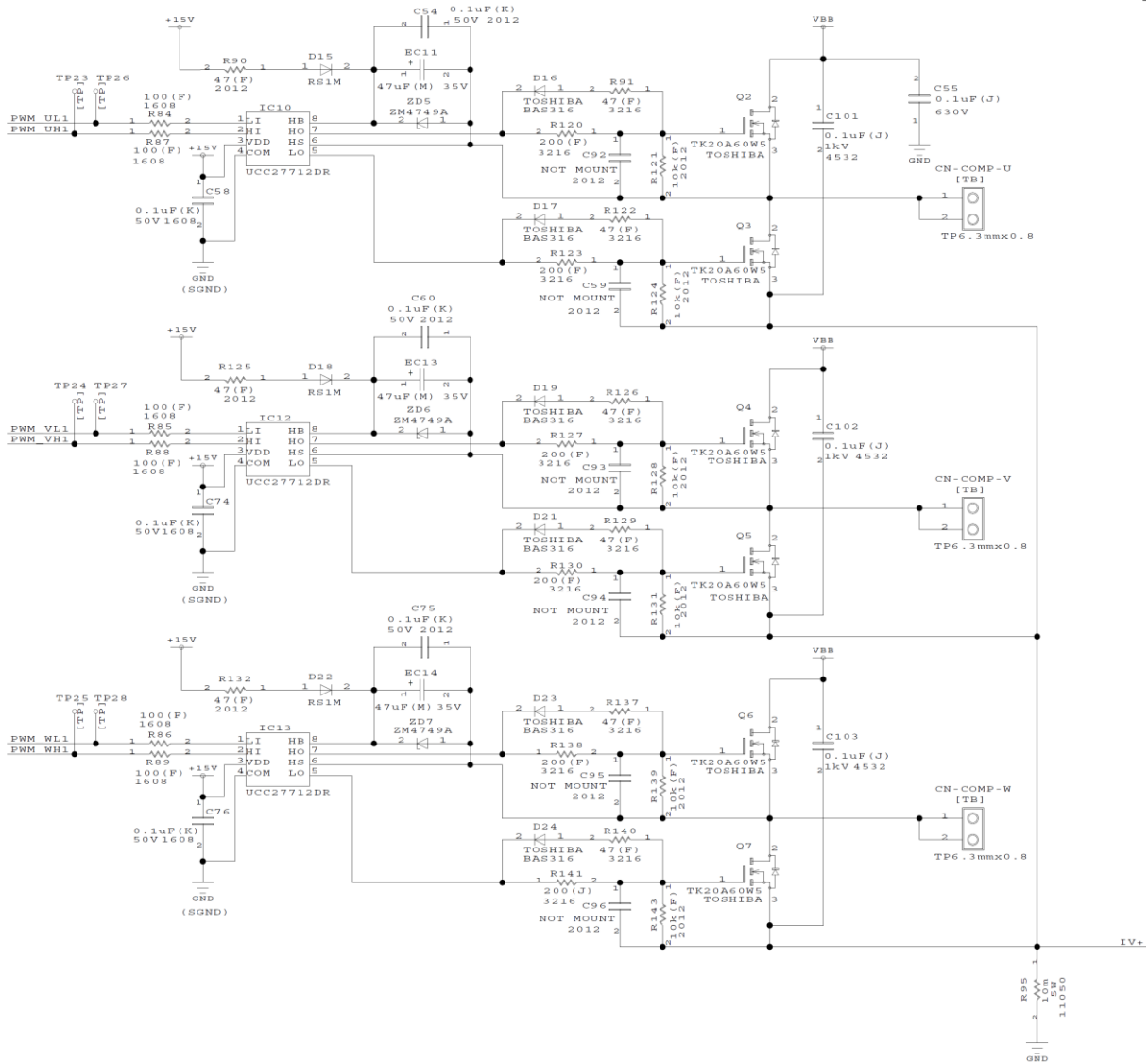


図 4.17 コンプレッサ駆動におけるインバーター回路

最大ドレインソース間電圧 600V で最大ドレイン電流 20 A のパワー-MOSFET である [TK20A60W5](#) を 6 個使用し (Q2、Q3、Q4、Q5、Q6、Q7) 3 相インバーターを構成しています。TK20A60W5 は逆回復時間 $t_{rr}=110$ ns (Typ.) の高速ダイオード搭載タイプの MOSFET であり、インバーターのスイッチングにおいて発生する逆回復電流による損失を低減できます。インバーターの各アームには 0.1 μ F 耐圧 1 kV のスナバークонденサー (C101、C102、C103) が接続されています。インバーターの各相の出力はコンプレッサ接続端子 (CN-CMP-U、CN-CMP-V、CN-CMP-W) へ出力されます。

MCU から出力される 5 V レベルのインバーター制御用 PWM 信号 (PWM_UH1、PWM_UL1、PWM_VH1、PWM_VL1、PWM_WH1、PWM_WL1) はゲートドライバーIC (IC10、IC12、IC13) により MOSFET のゲート信号が生成されます。

図 4.18 にゲート抵抗関連回路を示します。

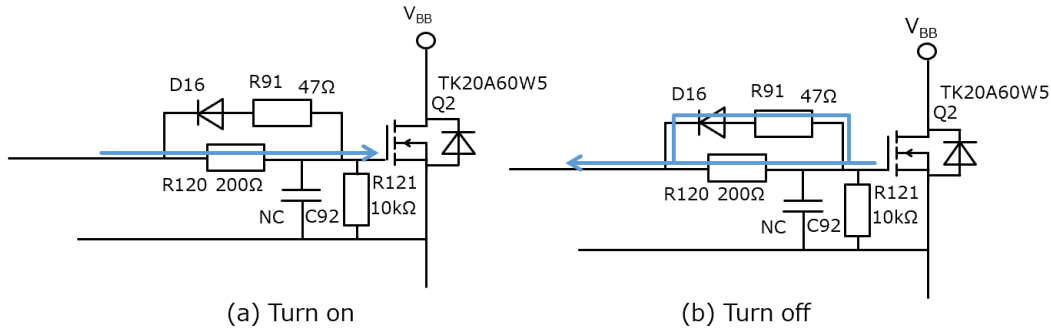


図 4.18 ゲート抵抗関連回路

MOSFET のゲート駆動電圧はローサイド側はゲートドライバー IC への供給電圧 (VDD)、またハイサイド側はゲートドライバー IC の HB ピンならびに HS ピン間のブートストラップ供給電圧であり、それぞれ約 15 V になります。本デザインでは MOSFET のオン時とオフ時のゲート抵抗の変更が可能です。本デザインの初期設定ではインバーターのローサイド側、ハイサイド側とも MOSFET オン時のゲート抵抗 $R_{G(ON)}$ は 200 Ω が、また MOSFET オフ時のゲート抵抗 $R_{G(OFF)}$ は 200 Ω と 47 Ω の並列抵抗である約 38 Ω が使用されています。実際のセット設計時には、システム評価などで確認した適切なゲート抵抗を実装してください。

4.5.2. コンプレッサー電流センサー回路

図 4.19 にコンプレッサー電流センサー回路を示します。コンプレッサーのインバーターに流れるバス電流により 10 m Ω のシャント抵抗 (R95) に電圧が生じます。このシャント抵抗電圧 (IV+) は MCU 内蔵オペアンプ (AMPB) を含む電流センサー回路で増幅され、MCU の ADC にて A/D 変換された後にコンプレッサー制御で使用されます。外部にオペアンプが不要となるため基板上の部品削減が可能です

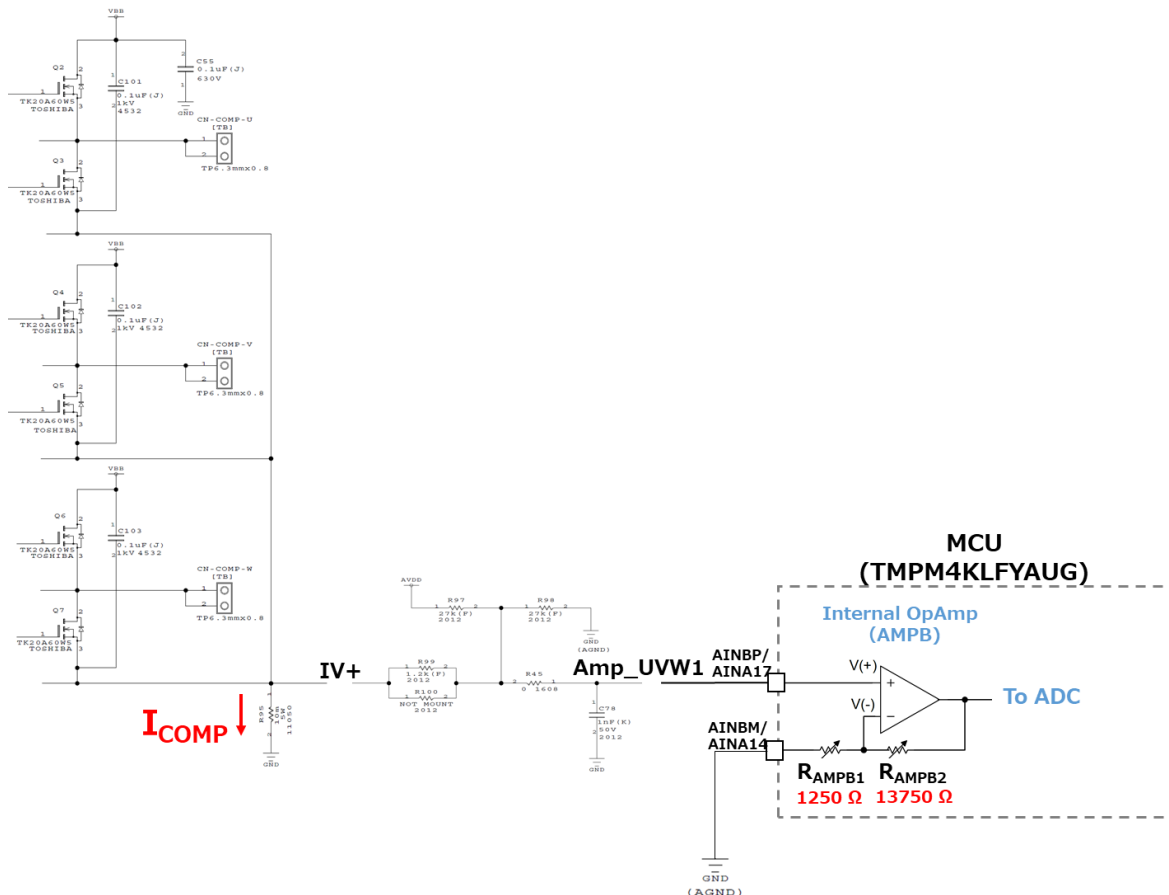


図 4.19 コンプレッサー電流センサー回路

MCU 内蔵オペアンプ (AMPB) に接続される抵抗 R_{AMPB1} ならびに R_{AMPB2} は MCU のオペアンプコントロールレジスターで設定でき、本デザインのサンプルソフトウェアでは $R_{AMPB1} = 4286 \Omega$, $R_{AMPB2} = 10714 \Omega$ に設定しています。

式 (4.1) で示される差動増幅回路において

$$R_a = R_{97} \text{ ならびに } R_{98} = 27 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_b = R_{99} = 1.2 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_c = R_{AMPB1} = 1.25 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_d = R_{AMPB2} = 13.75 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$V_{IN2} = 0 \text{ (V)}$$

を適用すると、電流センサー回路の電圧出力は

$$V_{OUT} \cong 2.45 + 11 \cdot V_{IN1}$$

となります。

コンプレッサー駆動回路のバス電流を I_{COMP} (A) とすると、

$$V_{IN1} = I_{COMP} \cdot 0.01$$

となるため、ADC に入力される電流センサー電圧 (ADC_UVW1) は

$$ADC_{UVW1} = 2.45 + 0.11 \cdot I_{COMP} \text{ (V)} \tag{4.8}$$

となります。

4.5.3. コンプレッサー過電流検出回路

図 4.20 にコンプレッサー過電流検出回路を示します。

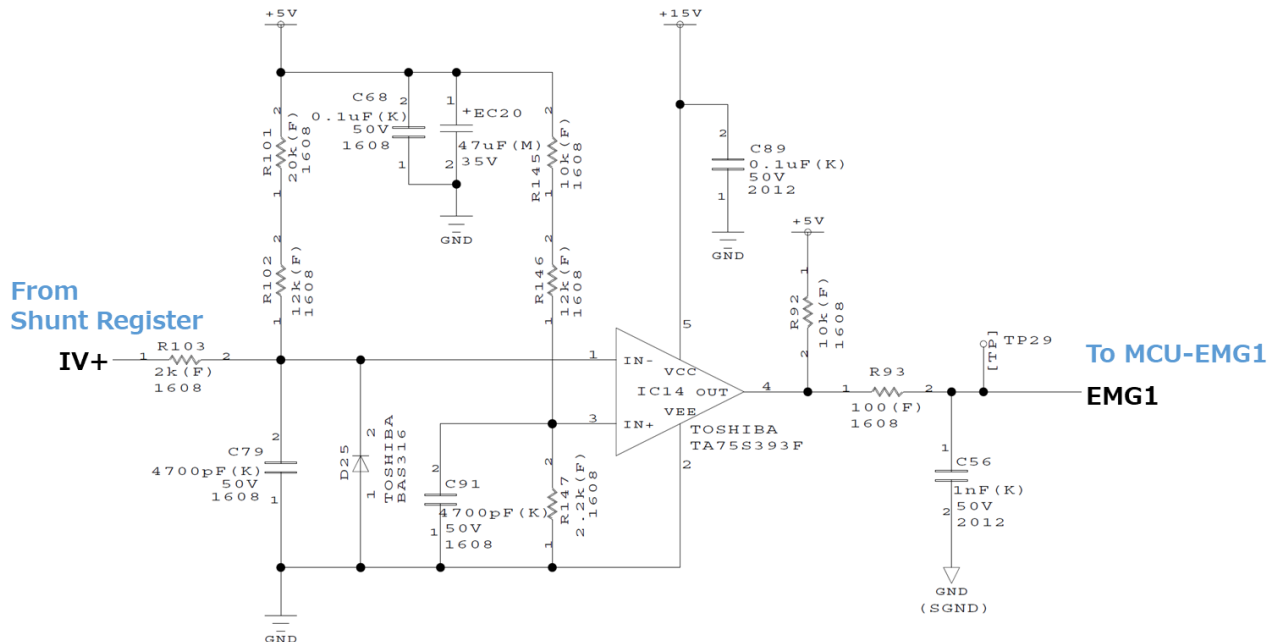


図 4.20 コンプレッサー過電流検出回路

コンパレータ—TA75S393FU (IC14) により、シャント抵抗発生電圧 (IV+) と分圧抵抗 (R101、R102、R103) により生成された電圧とコンパレータ—基準電圧とを比較することで過電流検出をします。コンパレータ—の IN(+)ピンに入力される基準電圧 V_{ref} は 5 V を R145 (10 k Ω) と R146 (12 k Ω) の直列抵抗、ならびに R147 (2.2k Ω) により分圧され

$$V_{ref} = \frac{2.2 (k\Omega)}{10 (k\Omega) + 12 (k\Omega) + 2.2 (k\Omega)} \cdot 5 (V)$$

$$\approx 0.455 (V)$$

となります。

一方コンパレータ—の IN(-)ピンに入力される比較電圧は、シャント抵抗発生電圧 (IV+) と分圧抵抗 (R101、R102、R103) にて生成されます。コンパレータ—の IN(-)の電圧を V_{IN-} 、シャント抵抗の電位を V_{IV+} とすると、

$$V_{IN-} = V_{IV+} + \frac{2 (k\Omega)}{20 (k\Omega) + 12 (k\Omega) + 2 (k\Omega)} \cdot (5 - V_{IV+})$$

の関係があります。実際にはこの分圧抵抗に流れる電流もシャント抵抗に流れますが、これによるシャント抵抗発生電圧の変化は無視できます。

コンパレータ—において IN(+)電圧 < IN(-)電圧の時にオープンコレクタ—による L レベルが出力され異常検出されますが、この条件は

$$V_{ref} < V_{IV+} + \frac{2 (k\Omega)}{20 (k\Omega) + 12 (k\Omega) + 2 (k\Omega)} \cdot (5 - V_{IV+})$$

となることから

$$V_{IV+} > 0.170$$

となります。コンプレッサ—駆動回路のバス電流を I_{COMP} (A) とすると、

$$V_{IV+} = I_{COMP} \cdot 0.01$$

のため、

$$I_{COMP} > 17.0 (A) \tag{4.9}$$

となり、コンプレッサ—駆動回路のバス電流が 17 A 以上になった時にコンパレータ—から MCU の EMG1 ピンに出力される EMG1 信号が L レベルとなるため、MCU がハードウェア異常検出状態となります。

4.6. その他回路

4.6.1. 温度センサー回路

図 4.21 に温度検出回路を示します。

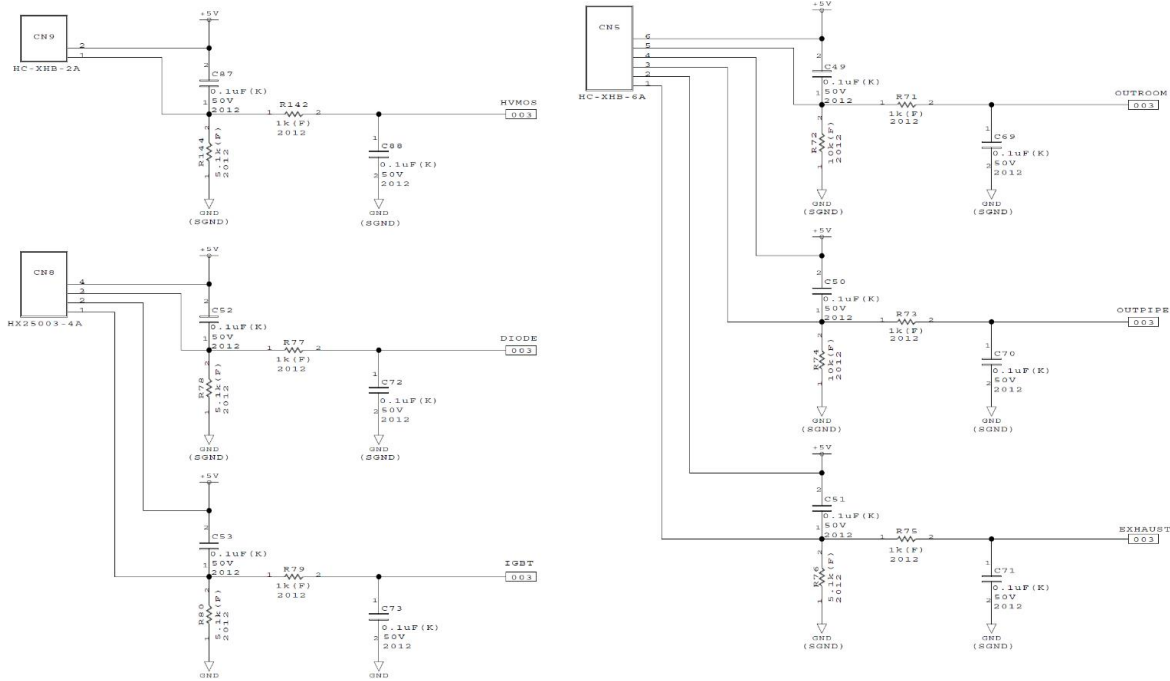


図 4.21 温度センサー回路

各温度センサーコネクタ（CN5、CN8、CN9）に接続された温度検出用サーミスタ（NTC）を 5 V で抵抗分圧して MCU の ADC で AD 変換することにより温度を測定します。合計 6 チャンネルの温度測定に対応しています。

4.6.2. バルブ制御回路

図 4.22 にバルブ制御回路を示します。

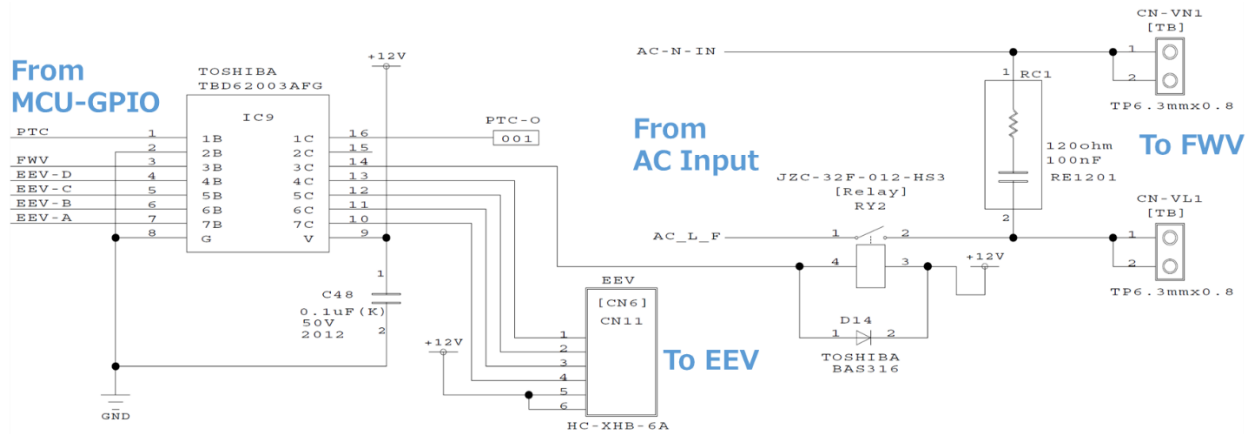


図 4.22 バルブ制御回路

DMOS トランジスタアレイ [TBD62003AFG](#) を使用して各バルブを駆動しています。TBD62003AFG は 7 チャンネルのトランジスタアレイであり入力レベル L の時は出力はオープン、入力レベル H の時は出力が GND に接続されるため、ローサイドスイッチとして使用可能です。また入力 L レベル電圧は最大 0.6 V、入力 H 電圧は最小 2.5 V のため MCU からの 5 V の GPIO 出力が直結可能です。

四方弁接続端子 (CN-VN1、CN-VL1) に接続される四方弁 (FWV) は一般的に AC 駆動のため、メカニカルリレー (RY2) を駆動することで AC_L 側の AC 電源のオン・オフを行います。TBD62003AFG はリレーなど誘導性負荷を駆動する際に発生する逆起電力をクランプする出カクランプダイオードを内蔵しています。電子拡張弁接続コネクタ (CN6) に接続される電子拡張弁 (EEV) は 4 チャンネルの駆動に対応しており、MCU からの制御信号がオンの時 (TBD62003AFG 入力が H レベル) に 12 V 電源 (CN6-5 ピン、CN6-6 ピン) と各 EEV チャンネル間に 12 V の電圧が発生します。

4.6.3. 内部電源回路

図 4.23 に内部 15 V 電源の回路を示します。

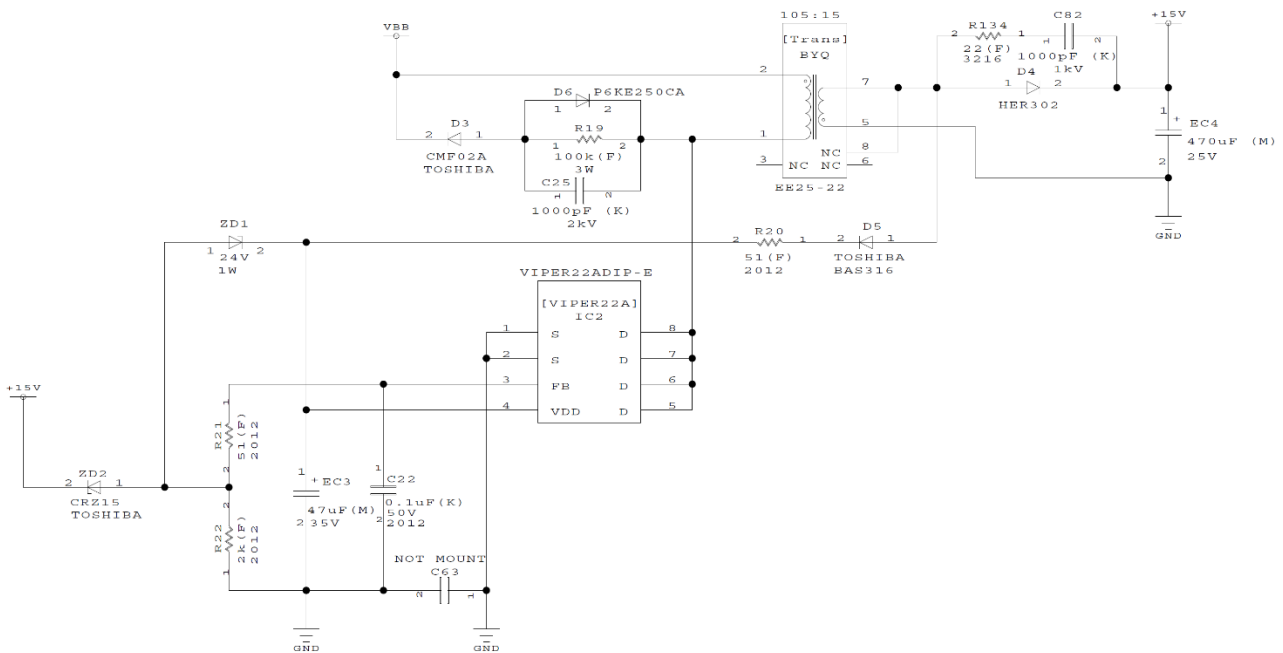


図 4.23 内部 15 V 電源

フライバック DC-DC コンバーターにより PFC 回路から出力される DC 電圧 (V_{BB} 、約 350 V) から 15 V の電圧を生成しています。フライバックトランス (BYQ) はフェライトコア EE25/10/6F (Anci 社) に一次側巻線径 0.3mm、一次側巻線ターン数 105、二次側巻線径 0.3mm (2 本)、二次側巻線ターン数 15 の物を使用しています。この時一次側インダクタンスは約 2900 μH 、二次側インダクタンスは約 60 μH となります。

図 4.24 に内部 12 V 電源、内部 5 V 電源の回路を示します。内部 15V 電源出力からリニアレギュレーター IC (IC4) により内部 12 V 電源が生成され、内部 12 V 電源出力からリニアレギュレーター IC (IC3) により内部 5 V 電源が生成されます。

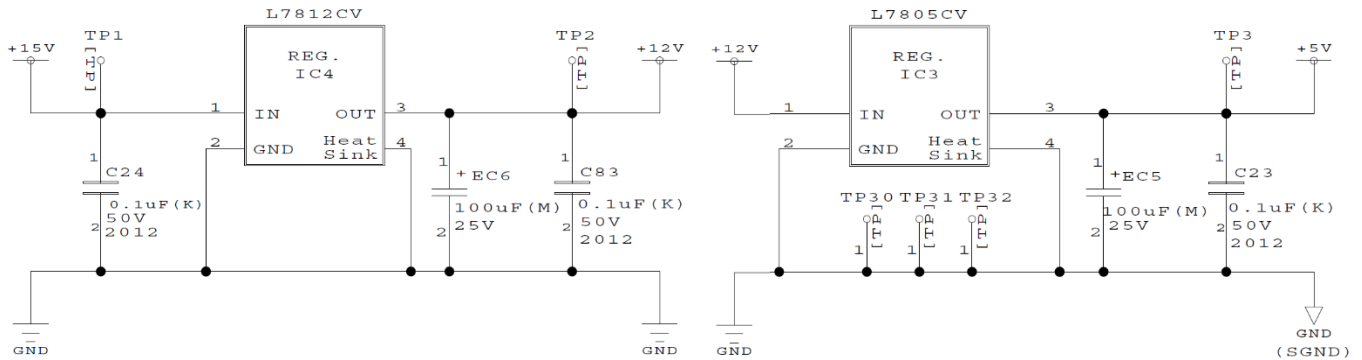


図 4.24 内部 12 V 電源および内部 5 V 電源

- ※ Arm、Cortex は、米国および/あるいはその他の国における Arm Limited (またはその子会社)の登録商標です。
- ※ TXZ+™は、東芝デバイス&ストレージ株式会社の商標です。
- ※ その他の社名・商品名・サービス名などは、それぞれ各社が商標として使用している場合があります。

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。