RL78/G24

RL78/G24 による Interleaved CrM PFC and LLC 制御 (ハードウェア&ソフト基礎編)

要旨

本アプリケーションノートは、RL78/G24 マイクロコントローラの機能を使用して Interleaved CrM PFC と LLC を組み合わせた定電圧制御を実現する方法について説明します。

動作確認デバイス

RL78/G24

動作確認ボード

RL78/G24 Interleaved PFC + LLC Board 400W Kit (RTK0EL0006D00000BJ)

注意：サンプルアプリケーションを他のマイコンへ適用する場合、そのマイコンの仕様に合わせて変更し、十分評価してください。

関連ドキュメント
・RL78/G24 による Interleaved CrM PFC and LLC 制御 FAA ソフトウェア編 (R01AN8176)
・RL78/G24 による Interleaved CrM PFC and LLC 制御 CPU ソフトウェア編 (R01AN8177)
・RL78/G24 ユーザーズマニュアル ハードウェア編 (R01UH0961)

目次

1. はじめに 5
1.1 定電圧制御に関する RL78/G24 の特徴 5

2. ハードウェア説明 6
2.1 スペック 6
2.1.1 入出力仕様 6
2.1.2 保護機能 7
2.1.2.1 PFC OCP 7
2.1.2.2 LLC OCP 7
2.1.3 その他 8
2.2 ボード外観 9
2.2.1 メインボード 9
2.2.2 IPD 回路ボード 10
2.2.3 デバッグボード 11
2.3 ハードウェア構成 12
2.3.1 突入電流保護リレー 13
2.3.2 AC 入力電圧検出回路(AC_V) 14
2.3.3 AC 消費電流検出回路(AC_CS) 15
2.3.4 PFC 回路 16
2.3.4.1 回路制御の概要 16
2.3.4.2 出力過電流検出回路(PFC_CS_M /S) 19
2.3.4.3 出力電圧検出回路(PFC_V_FB) 20
2.3.5 LLC 回路 21
2.3.5.1 回路の解析 21
2.3.5.2 出力電圧検出回路(LLC_x_V_FB) 30
2.3.5.3 過電流保護(LLC_CS) 31
2.3.6 その他 I/O 33
2.3.6.1 シリアル通信 33
2.3.6.2 プッシュスイッチ 33
2.3.6.3 IR 受信 33

3. ソフトウェア説明 34
3.1 使用端子一覧 35
3.2 動作モード 36
3.2.1 Power-on モード 37
3.2.1.1 動作クロック 37
3.2.1.2 使用周辺機能一覧 37
3.2.1.3 フローチャート 38
3.2.2 Standby モード 40
3.2.2.1 動作クロック 40
3.2.2.2 使用周辺機能一覧 40
3.2.2.3 フローチャート 41
3.2.3 Normal モード 44
3.2.3.1 動作クロック 44

3.2.3.2 使用周辺機能一覧 44
3.2.3.3 フローチャート 45
3.3 保有機能 47
3.3.1 保護機能 47
3.3.1.1 PFC Dynamic OVP 47
3.3.1.2 PFC OVP 47
3.3.1.3 LLC Dynamic OVP 47
3.3.2 負荷推計機能 48
3.3.2.1 PFC On 幅を使用した推計 48
3.3.3 効率改善機能 49
3.3.3.1 PFC 最大周波数リミット ON/OFF 機能 49
3.3.4 過渡特性改善機能 50
3.3.4.1 AC ゼロクロスタイミングでの PFC 出力モード切り替え (オプション) 50
3.3.4.2 PFC ゲイン動的補正 (オプション) 50
3.3.4.3 PFC エネルギー補正機能 50
3.3.5 デバッグ機能 50
3.3.5.1 PFC ON 幅出力機能(オプション) 50
3.4 PI 制御式の係数の計算 53
3.4.1 PFC 53
3.4.1.1 PI 制御式 53
3.4.1.2 制御回路の極点周波数からのゼロ・ポイント周波数(fZ)の計算 54
3.4.1.3 ゼロ・ポイント周波数(fZ)からのフィードバック周期(T)の計算 54
3.4.1.4 マイクロコントローラの利得(ADC 入力／PWM 出力)からの比例定数Kpの計算 55
3.4.2 LLC1 57
3.4.2.1 PI 制御式 57
3.4.2.2 制御回路の極点周波数からのゼロ・ポイント周波数(fZ)の計算 58
3.4.2.3 ゼロ・ポイント周波数(fZ)からのフィードバック周期(T)の計算 58
3.4.2.4 マイクロコントローラの利得(ADC 入力／PFM 出力)からの比例定数Kpの計算 59
3.4.3 LLC2 61
3.4.3.1 PI 制御式 61
3.4.3.2 制御回路の極点周波数からのゼロ・ポイント周波数(fZ)の計算 62
3.4.3.3 ゼロ・ポイント周波数(fZ)からのフィードバック周期(T)の計算 62
3.4.3.4 マイクロコントローラの利得(ADC 入力／PFM 出力)からの比例定数Kpの計算 63

4. テスト結果 65
4.1 テスト条件 65
4.1.1 接続環境 65
4.1.2 入力条件 66
4.1.3 負荷条件 66
4.2 待機電力 67
4.3 効率・力率 68
4.3.1 AC100V 印加時 69
4.3.2 AC230V 印加時 70

5. 注意事項 71

6. 参考ドキュメント 72

改訂記録<revision history> 73

1. はじめに

本アプリケーションノートでは、RL78/G24 マイクロコントローラを用いた PFC と LLC デジタル電源システムのハードウェアおよびソフトウェアの基礎的事項について説明しています。ソフトウェアのより詳細な動作については、RL78/G24 による Interleaved CrM PFC and LLC 制御の FAA ソフトウェア編 (R01AN8176)または CPU ソフトウェア編 (R01AN8177)がございますので、合わせてご確認ください。

1.1 RL78/G24 によるデジタル電源の特長

RL78/G24 によるデジタル電源ソリューションは、PWM 制御パターンの最適化と運転モードの柔軟な切り替えをソフトウェアで実現することにより、高効率動作と軽負荷・待機時の低消費電力を両立できる点が大きな特長です。従来のアナログ制御方式では困難な制御シーケンスの実装や微細な PWM 調整も、専用ハードウェアを搭載した RL78/G24 によるデジタル制御で容易に実現可能です。これらの柔軟性と電源効率の向上により、各種エネルギー規制への対応が容易となるほか、発熱を抑制してヒートシンク等の冷却部品を小型化できるため、電源システム全体のコストダウンにも貢献します。

より具体的な特長は次の通りです。

- デジタル電源向けの高度な専用周辺機能が搭載されています。例えば、16 ビット・タイマ KBn の PWM 出力機能および、外部割込みまたはコンパレータによるタイマ・リスタート機能は、臨界導通モード(CrM)での力率改善(PFC)制御や LLC コンバータ制御をハードウェアでサポートし、コンバータの基本動作が実現可能です。CPU または FAA がフィードバック制御をすることで、高効率・高力率な PFC や LLC を本マイコンで実現できます。
- 電源保護に使用できる機能を含んでいます。高速コンパレータまたは外部割り込みと連携するタイマ KBn の強制出力停止機能により、PFC 回路や LLC 回路で過電流・過電圧が検出されると、CPU や FAA を介さず、かつ、非同期で即時遮断してデバイスや周辺部品を保護できます。これはハードウェア的に実現されており、ソフトウェア処理の遅延がなく確実かつ高速なシャットダウンを保証します。さらに緊急停止後のリカバリはソフトウェアで制御できるため、再起動シーケンスや保護解除条件をシステム要件に応じて柔軟に設計可能です。
- フレキシブル・アプリケーション・アクセラレータ（FAA）と呼ばれる独立動作型の 32bit コプロセッサを内蔵しています。FAA は CPU とは別に動作し、電源制御のフィードバック演算などを高速に処理できるため、リアルタイム性が要求される制御ループを CPU の介入なしで実行することができます。これによりフィードバック応答の高速化と CPU 負荷軽減が図られ、CPU は通信処理や上位システム制御に専念できるため、システム全体として高い制御性能と安定性を実現します。
- よく使われる通信(UART, SPI, PMBus/SMBus, 赤外線 IR)をサポートする周辺機能を搭載しています。例えば、リモート・コントロール信号受信に 16 ビット・タイマ・アレイ・ユニットのパルス間隔測定機能を使用することができます。これにより、データ受信時の CPU 負荷を軽減することができます。

2. ハードウェア説明

本アプリケーションノートにて使用するハードウェアの説明を記載します。

2.1 スペック

2.1.1 入出力仕様

入出力仕様を表 2.1 に記載します。

表 2.1 入出力仕様

項目			内容	備考
入力		電圧	$90V_{AC}$～$264V_{AC}$	ハードウェア上の想定範囲です。本 APN で取り上げるプログラム上の範囲は 90-110V, 220V-240V です。
		周波数	50/60Hz	
		最大電力	400W	
出力	PFC	定格電圧	$386V_{DC}$	LLC 入力電圧
		最大電流	1.044A	
	LLC1 (出力 1)	定格電圧	$13V_{DC}$ ±5%	
		最大電流	6.0A	
		最大電力	78W	
	LLC2 (出力 2)	定格電圧	$50V_{DC}$ ±5%	
		最大電流	6.5A	
		最大電力	325W	
その他		力率	0.96 以上	
		総合効率	95%以上	
		待機電力	0.3W 以下	Standby モード,出力 1=0.15W 負荷時

2.1.2　保護機能

本ボードでは、マイコンに内蔵しているコンパレータとタイマによるハードウェアの保護機能とプログラムの動作で実現しているソフトウェアの保護機能があります。本節では、ハードウェアで実現している保護機能を記載します。ソフトウェアの保護機能については、3.3.1 章を参照してください。

また、ハードウェアで実現しているこれらの保護機能はソフトウェアを介さずに異常検出及び動作停止を高速に実現している保護機能となります。具体的な停止時間は RL78/G24 ハードウェア・マニュアルの 22.4.6 章を参照してください。

2.1.2.1　PFC OCP

PFC の MOSFET ソース電流を電圧変換したものを対象に、RL78/G24 のコンパレータに印加します。基準電圧として RL78/G24 の D/A コンバータにて設定した電圧以上の電圧入力を検出した場合に PFC の出力を強制的に停止する 16 ビット・タイマの機能を保有しております。その機能を PFC の OCP (Over Current Protection)と定義しています。

本サンプル・プログラムでは、OCP の検出閾値はマスタ端子、スレーブ端子それぞれ 12A 相当に設定しています。

2.1.2.2　LLC OCP

LLC の共振電流を電圧変換したものを対象に、RL78/G24 のコンパレータに印加します。基準電圧として RL78/G24 の D/A コンバータにて設定した電圧以上の電圧入力を検出した場合に対象の LLC の出力を強制的に停止する機能を保有しております。その機能を LLC の OCP (Over Current Protection)と定義しています。

本サンプル・プログラムでは、定格負荷時の CS 信号のピーク電圧を実測した結果をもと 2 割のマージンを設けた OCP 検出閾値を設定しています。

LLC1 の OCP 検出閾値は 4.2V(定格負荷時実測ピーク電圧 3.5V)、LLC2 の OCP 検出閾値は 3.6V(定格負荷時実測ピーク電圧 3.0V)に設定しています。

2.1.3　その他

ハードウェアのその他仕様を表 2.2 に記載します。

表 2.2 その他仕様

項目	内容
耐電圧 設計仕様	入力-FG 間、入力-出力間 $300V_{AC}$ 1 分間
絶縁抵抗 設計仕様	入力-FG 間、入力-出力間 30MΩ以上／$500V_{DC}$
ESD 静電 設計仕様	9KV
サイズ	305mm * 315mm
周囲温度	0~40℃
周囲湿度	20~85%RH

2.2　ボード外観

2.2.1　メインボード

メインボードの外観写真を記載します。

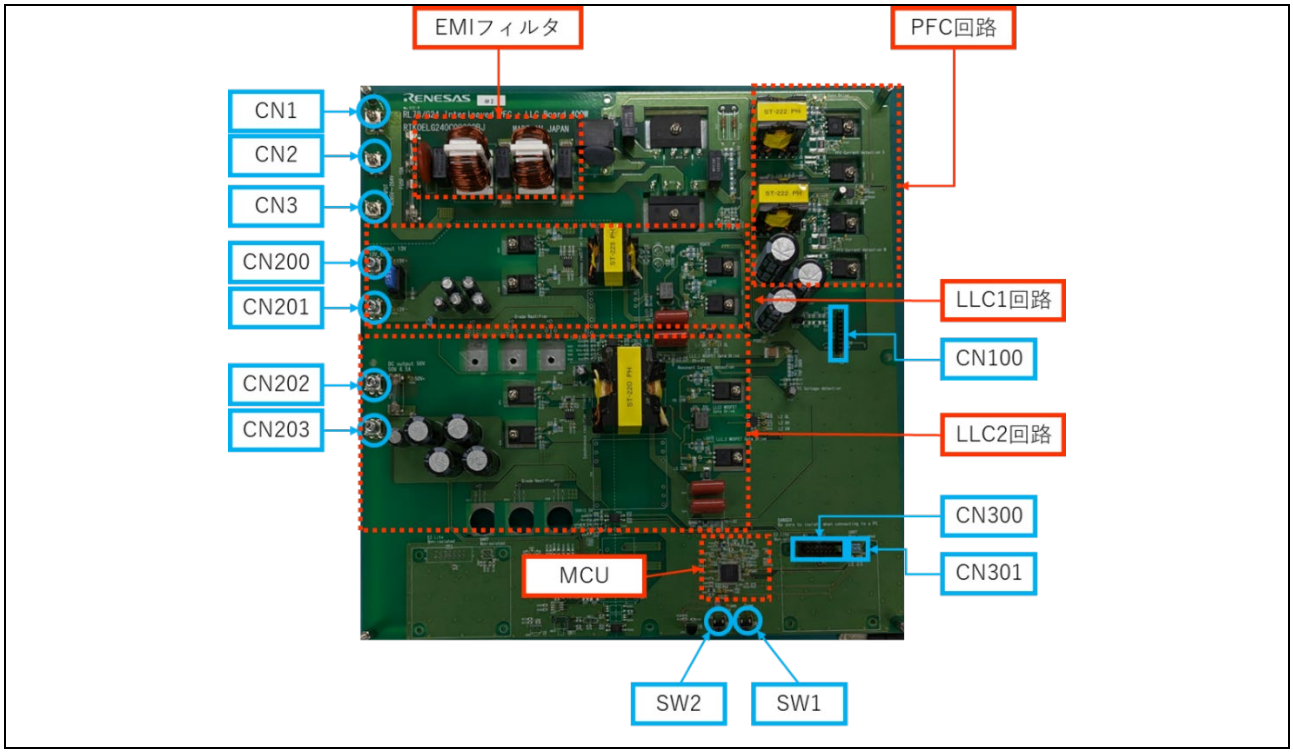


図 2.1 メインボード外観写真

メインボードの入出力端子一覧を表 2.3 に記載します。

表 2.3 メインボード入出力端子一覧

端子	I/O	機能	備考
CN1	I	FG	90~264V_{AC}
CN2	I	AC (L)入力	
CN3	-	AC (N)	
CN200	O	出力 1 (+)	6.0A Max
CN201	O	出力 1 (-)	
CN202	O	出力 2 (+)	6.5A Max
CN203	O	出力 2 (-)	
CN100	I/O	IPD ボード	
CN300	I/O	デバッグボード	
CN301	I/O	デバッグボード	

2.2.2　IPD 回路ボード

IPD ボードの外観写真を記載します。

図 2.2 IPD ボード外観写真

IPD ボードの入出力端子一覧を表 2.4 に記載します。

表 2.4 IPD ボード入出力端子一覧

端子	I/O	機能	備考
1	I	Vin	
2	-	N/A	
3	-	N/A	
4	-	N/A	
5	-	N/A	
6	-	N/A	
7	O	12V out	
8	O	5V out	
9	I	GND	

2.2.3　デバッグボード

デバッグボードの外観写真を記載します。

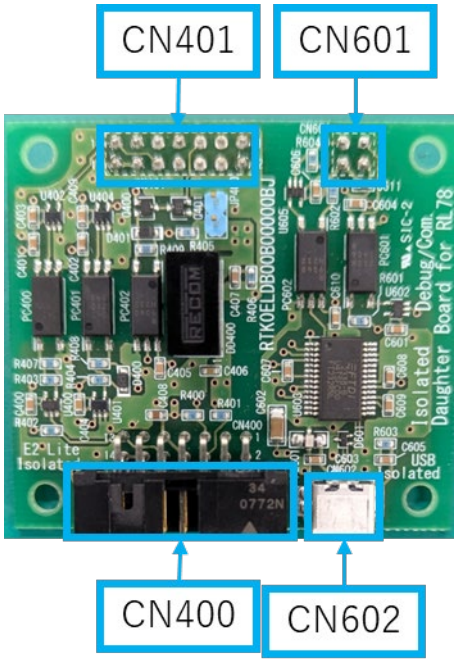


図 2.3 デバッグボード外観写真

デバッグボードの入出力端子一覧を表 2.5 に記載します。

表 2.5 デバッグボード入出力端子一覧

端子	I/O	機能	備考
CN400	I/O	E2 lite 接続端子	
CN401	I/O	メインボードの CN300 と接続	
CN601	I/O	メインボードの CN301 と接続	
CN602	I/O	USB 端子	

2.3　ハードウェア構成

ハードウェアは図 2.4 に示すように複数の要素から構成されます。それぞれの要素について説明します。

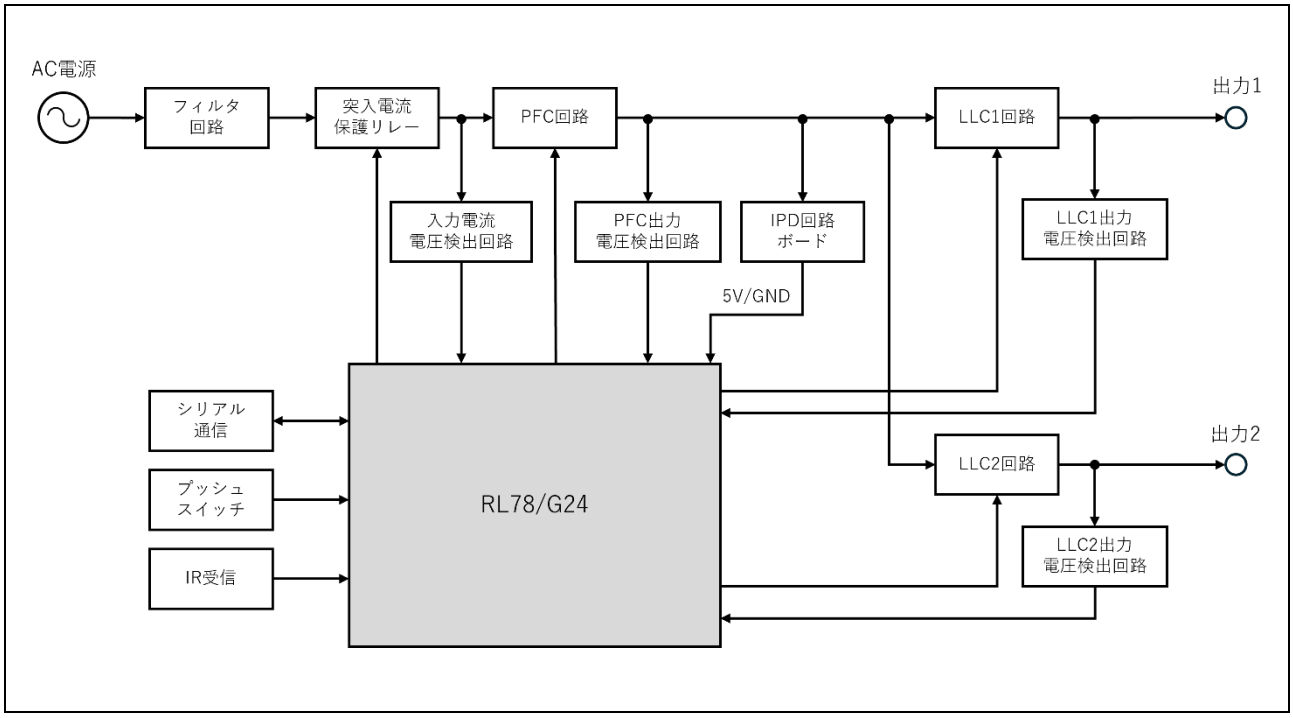


図 2.4 ハードウェアブロック図

2.3.1　突入電流保護リレー

スイッチング電源は、電源投入時に平滑化コンデンサに流れ込む大きな電流が発生し、これを突入電流(Inrush Current)と言います。突入電流に対して対策をしないと電子部品の破壊や平滑化コンデンサの寿命に影響を及ぼします。対象ボードでは、突入電流を簡易的に、かつ、効果的に制限できる NTC サーミスタ(RT1)を使用しています。NTC サーミスタの内部抵抗は常に電力損失を発生させるため効率が低下しますが、効率を向上させるため動作モードに応じてリレーを ON/OFF させて入力電流 I_{in} の流れるルートを制御します。

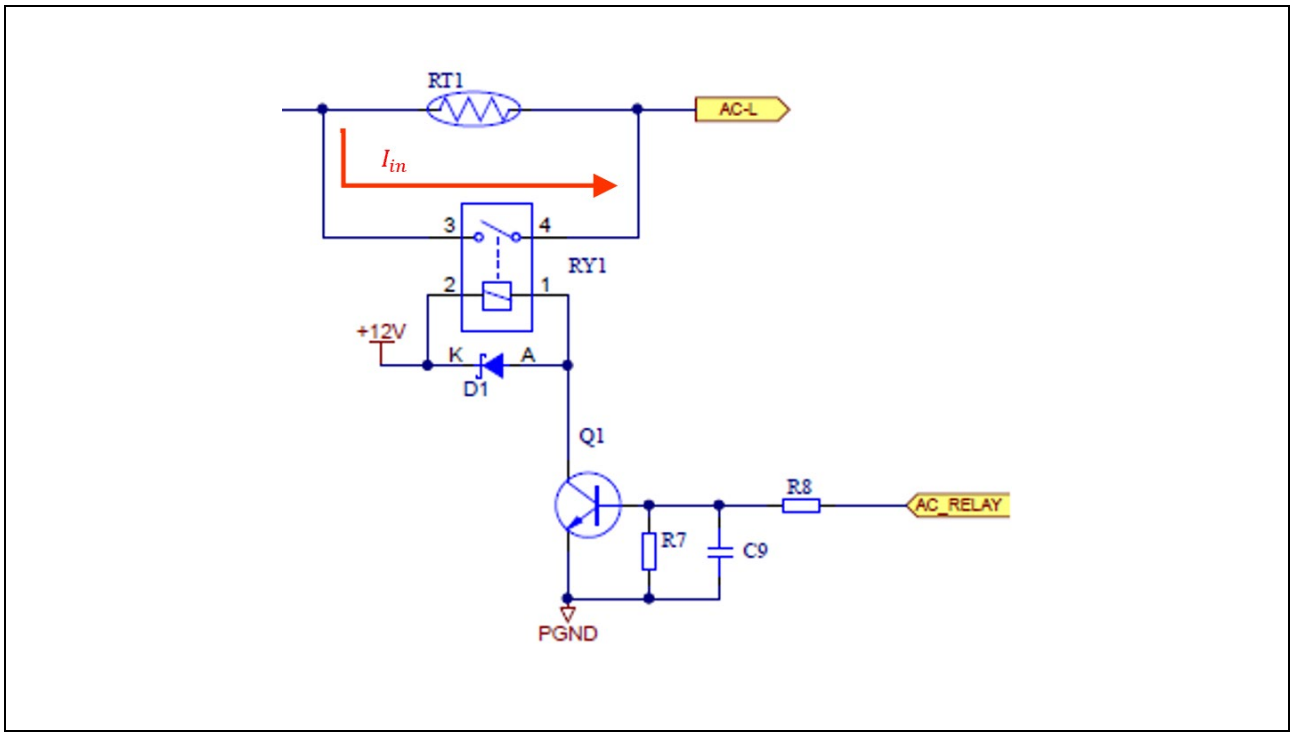


図 2.5 突入電流保護リレー回路

2.3.2　AC 入力電圧検出回路(AC_V)

AC 入力電圧の整流後の電圧をアナログ入力として検出する回路です。RL78/G24 のアナログ入力として検出できるようにするために抵抗を介して分圧したものを AC_V としています。

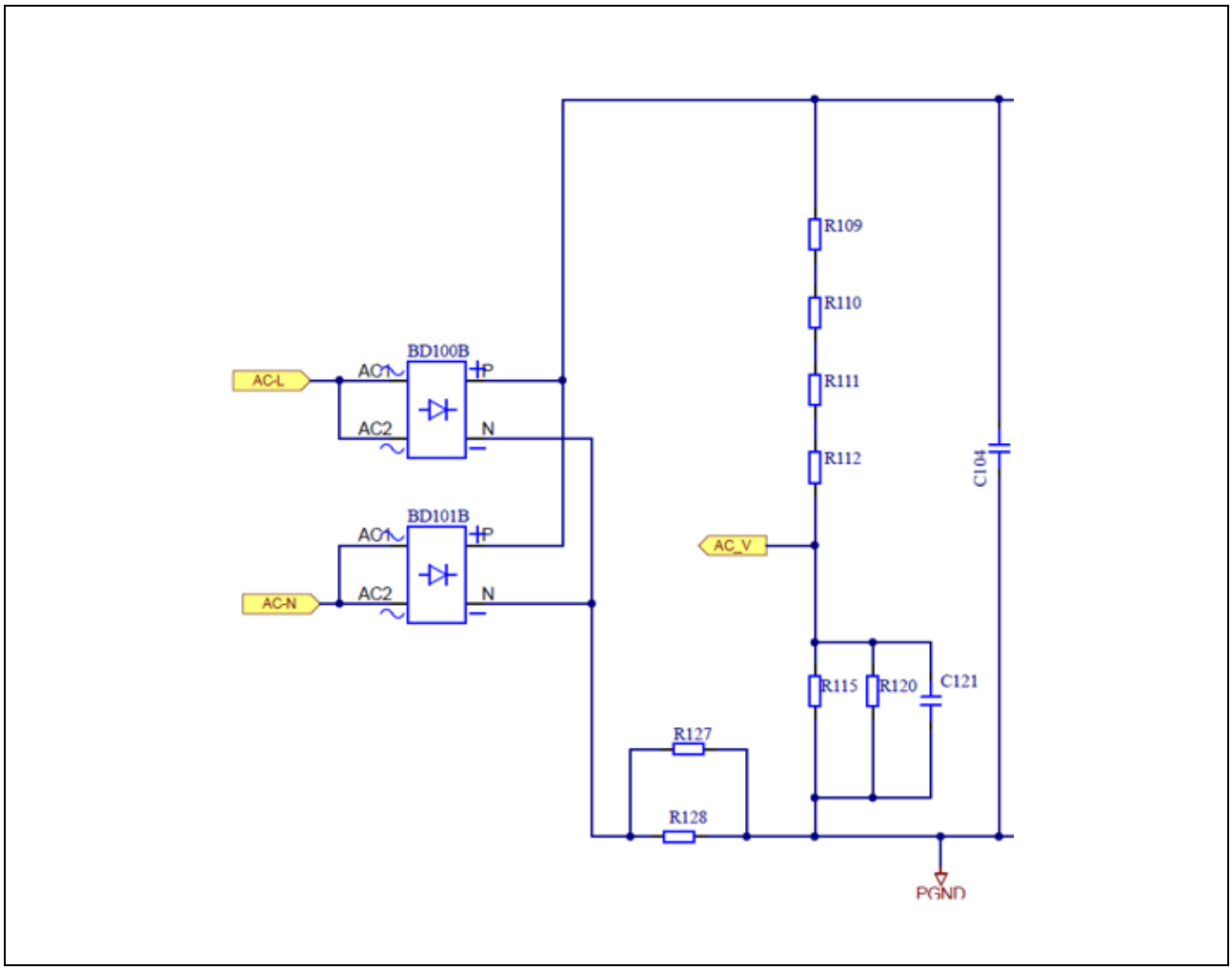


図 2.6 AC 入力電圧検出回路

AC_V の電圧は下記の式で求められます。ただし、AC 消費電流のピーク値を $V_{AC_IN_PEAK}$ とします。

$$AC_V = V_{AC_IN_PEAK} \times \frac{(R115+R120)}{(R109+R110+R111+R112)+(R115+R120)}$$

2.3.3　AC 消費電流検出回路(AC_CS)

AC 消費電流を簡易的に検出できる回路を図 2.7 に記載します。電流検出抵抗 R127、R128 に流れる電流 I_{FB_PEAK} を乗算することで電流の大小が検出できます。電力損失の低減と検出電圧を拡大するため、低インダクタンスの抵抗と増幅器を採用しています。RL78/I1B、I1C のようなメータ用マイコンか RMS コンバータを用いることでさらに検出精度を更に高めるもできます。

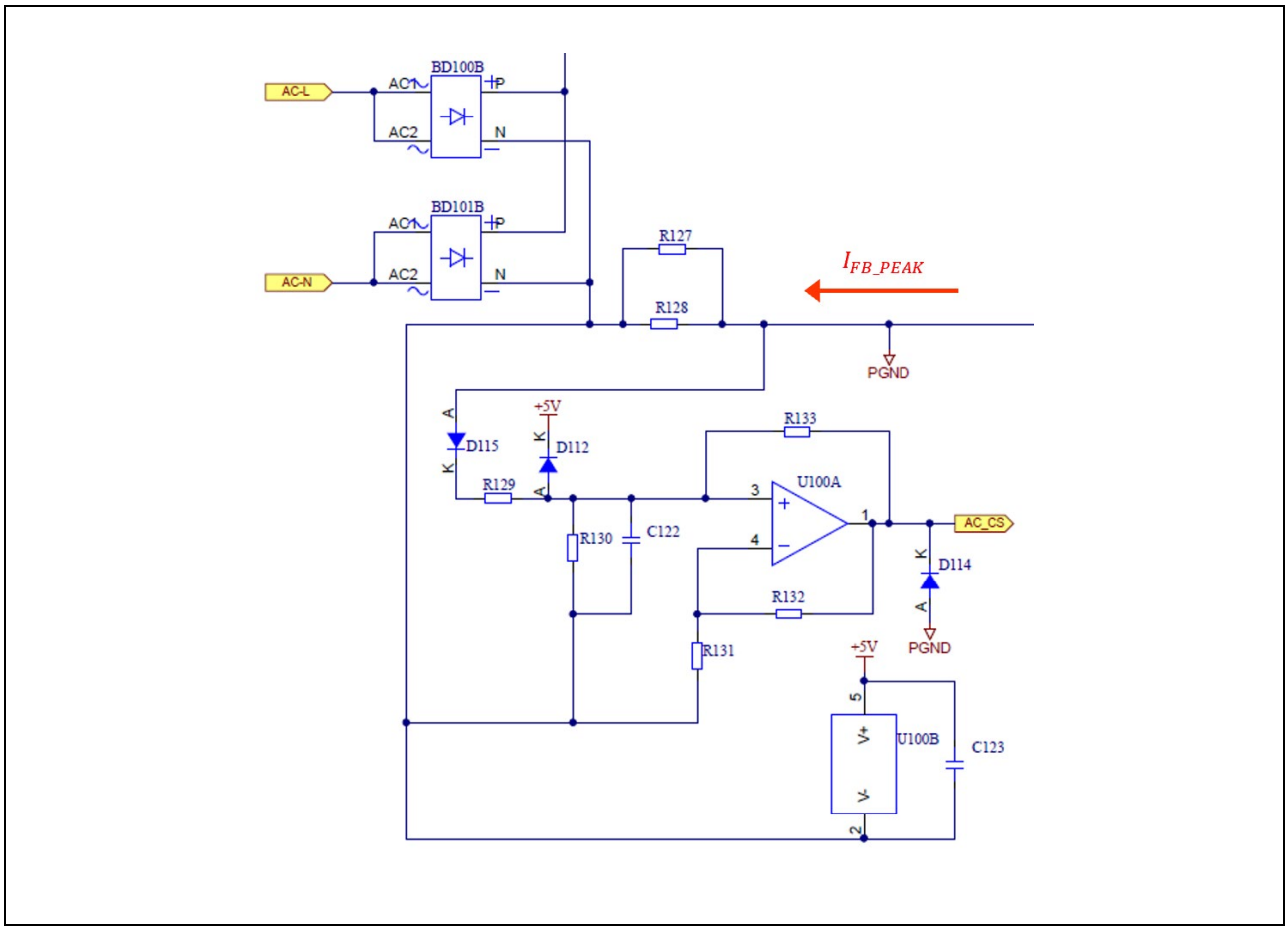


図 2.7 AC 消費電流検出回路

AC_CS の電圧は下記の式で求めます。

$$\mathrm{AC_CS}=\mathrm{I_{FB\ PEAK}}\times\left(\frac{R127\times R128}{R127+R128}\right)\times\mathrm{Gain}$$

$$\text{ただし、}\ \mathrm{Gain}=1+\frac{\mathrm{R132}}{\mathrm{R131}}$$

2.3.4　PFC 回路

2.3.4.1　回路制御の概要

PFC 回路は、2 組の臨界導通モードで動作する昇圧コンバータから構成されます。PFC 回路とマイコンの入出力関係について図 2.8 に記載します。

RL78/G24 が定期的に負荷をモニタリングし、負荷の大小に応じてシングル出力とインターリーブ出力を適切に切り替えることで、幅広い負荷帯に対して高効率を実現できます。インターリーブ出力時は、180°位相をずらす必要がありますが、RL78/G24 のタイマ KB のインターリーブ PFC 機能により、自動的に位相が変更され、リップルが抑止されます。このような設計により、出力のリップル電流は減少し、入出力フィルタの大きさやコストの削減が可能になります。

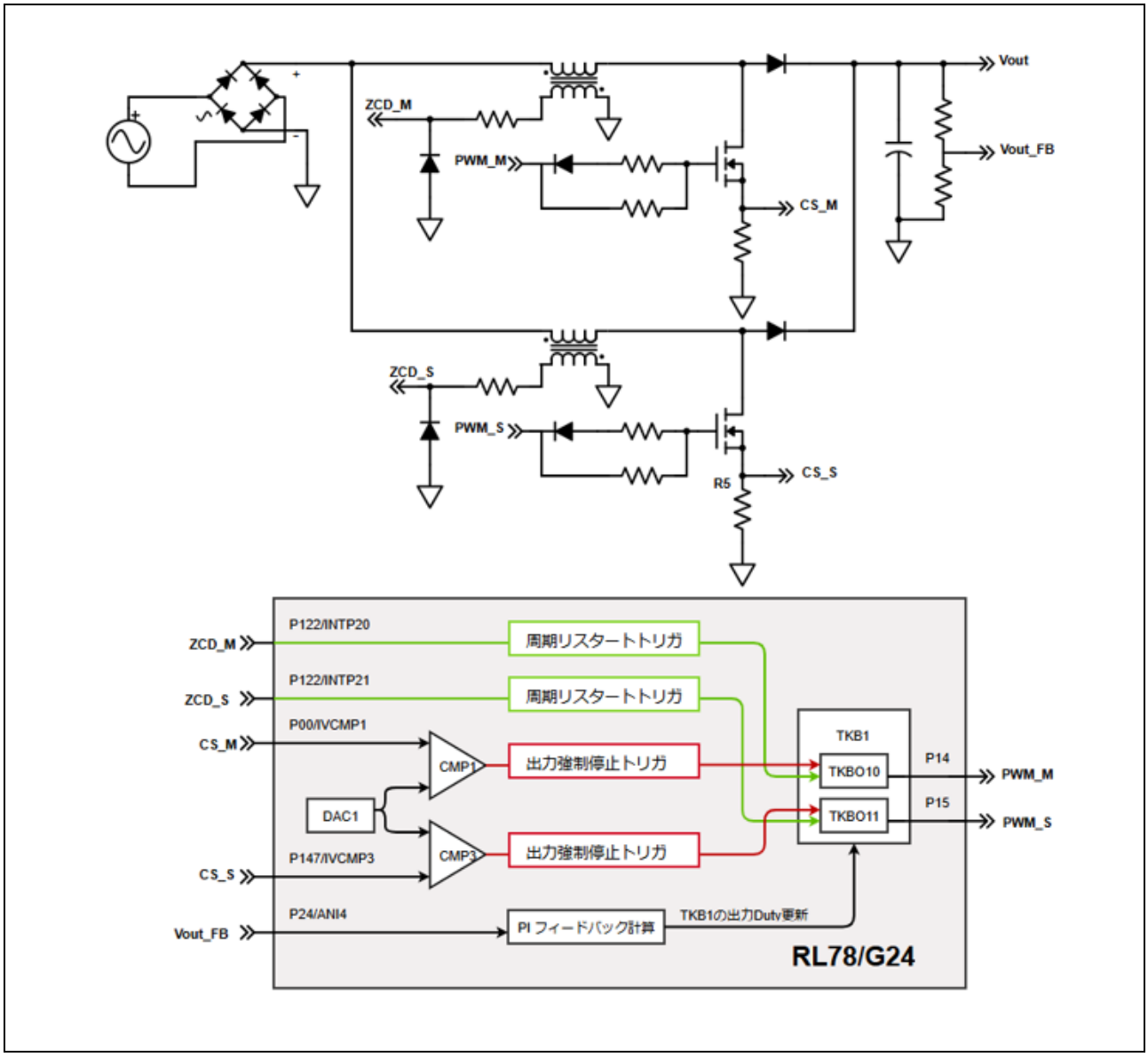


図 2.8 PFC 回路

図 2. 9 に PFC 制御を行った際の波形を示します。PWM 制御が ON の状態において、$I_{ON}=(V_{IN}/L)\times t_{ON}$ となります。これより、t_{ON} 出力時間を一定にすることで、I_{ON} は V_{IN} に比例するので、I_{ON} のピーク電流 I_{PEAK} は V_{IN} の波形と同位相かつ正弦波形となります。また、電流波形が三角波であることから、平均電流 $I_{AVERAGE}=I_{PEAK}/2$ となり、これも V_{IN} に比例します。したがって、平均電流波形が電源電圧波形と同位相かつ正弦波形となり、力率が 1 に近い波形を実現することができます。

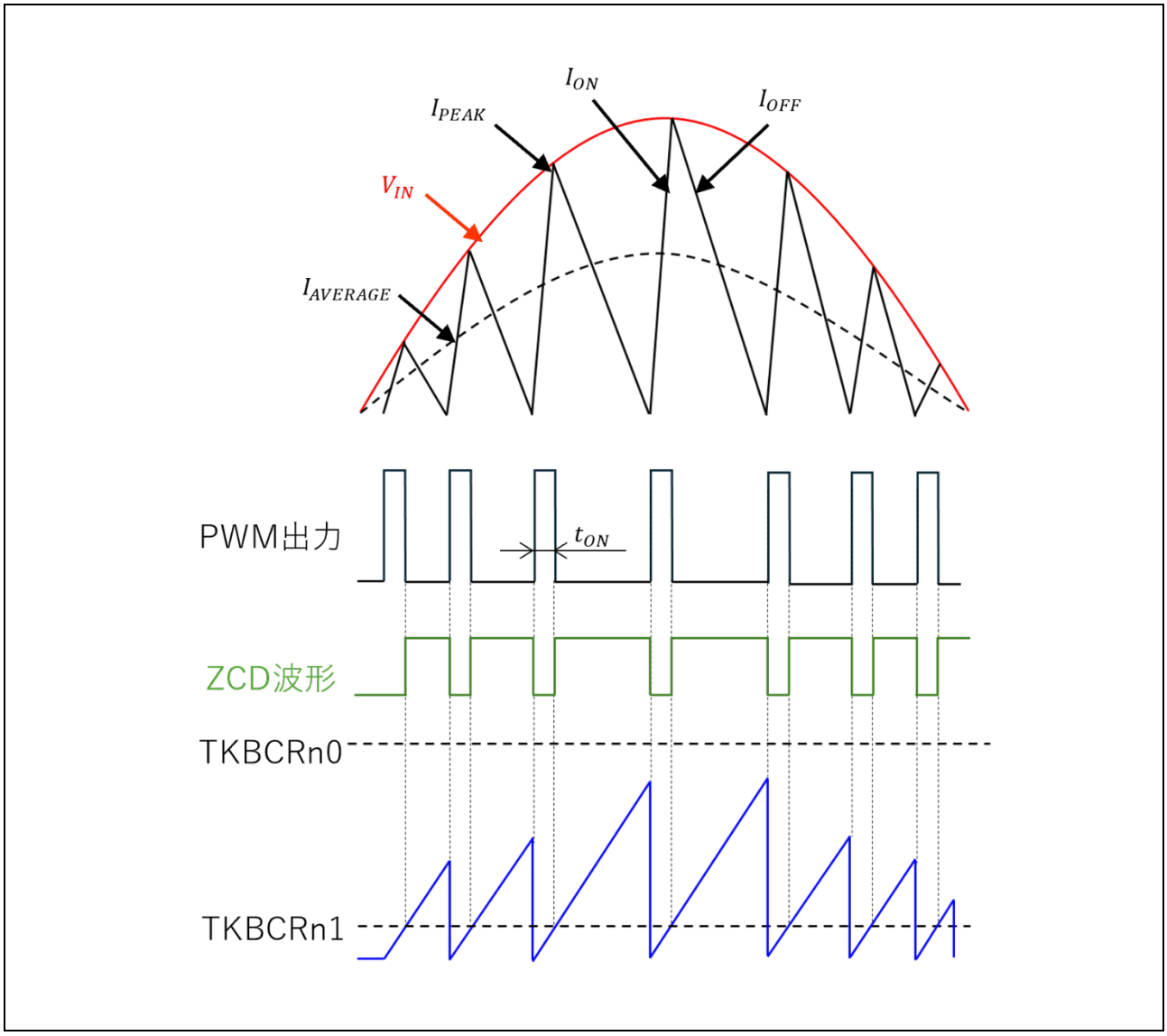


図 2.9 PFC 出力の波形

青線は RL78/G24 の 16bit タイマ KB のカウンタレジスタ値を示しており、TKBCRn0 と TKBCRn1 の各コンペアレジスタと比較しながら PWM 信号の出力レベルの制御を行います。

カウンタレジスタは 0 から 65535 までカウントアップし、カウンタレジスタ値が TKBCRn0 までの区間は PWM 出力の On 幅を示しています。また、カウンタレジスタ値が TKBCRn1 までの区間は PWM 出力の周期を示しています。ただし、臨界導通モードの正常な動作では、この周期が満了する前に ZCD 検出することで PWM 出力をリスタートします。つまり、TKBCRn1 に設定した周期(=周波数)は PFC の最低周波数となり、正常動作ではこの周波数より高速な周波数で PWM 出力を行います。

(1) インダクタ選択

ブースト・インダクタの選択は、最大入力ピーク電流要件に基づいて考える必要があります。下式に従ってインダクタを求めることができます。

$$L = \frac{\eta \times V_{IN_MIN}{}^2 \left(V_{OUT} - \sqrt{2} V_{IN_MIN}\right)}{f_{MIN} \times V_{OUT} \times P_{OUT}}$$

η : 効率
V_{IN_MIN} : 印加可能な V_{in} の最小値
V_{OUT} : 出力電圧
f_{MIN} : 最小周波数
P_{OUT} : 最大出力電力

インダクタのピーク電流 I_{PEAK} は下式に示すことができます。チョークが飽和しないよう、適切な材料を選択する必要があります。

$$I_{PEAK} = \frac{\sqrt{2}\, P_{OUT}}{V_{IN_MIN} \times \eta}$$

回路の制御として、一定のオン時間(t_{on})とゼロ電流スイッチング(ZCD)の検出が必要です。このためチョークの補助巻線がインダクタ電流ゼロになる時を検出します。下式で巻線比を求められます。

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{OUT} - \sqrt{2}\, V_{IN_MAX}}{V_{ZCD}}$$

2.3.4.2 出力過電流検出回路(PFC_CS_M /S)

異常な突入電流や過負荷時にデバイスが故障することを防ぐため、MOSFET のソース側に直列にシャント抵抗を接続することで電流情報を検出可能にしています。この信号は RL78/G24 のコンパレータに入力されており、内部の DAC で設定した値(ソフトウェアで設定)を超えた際に、タイマ KBn の強制出力停止機能を発動させ、過電流検出、PWM 停止を実現しています。

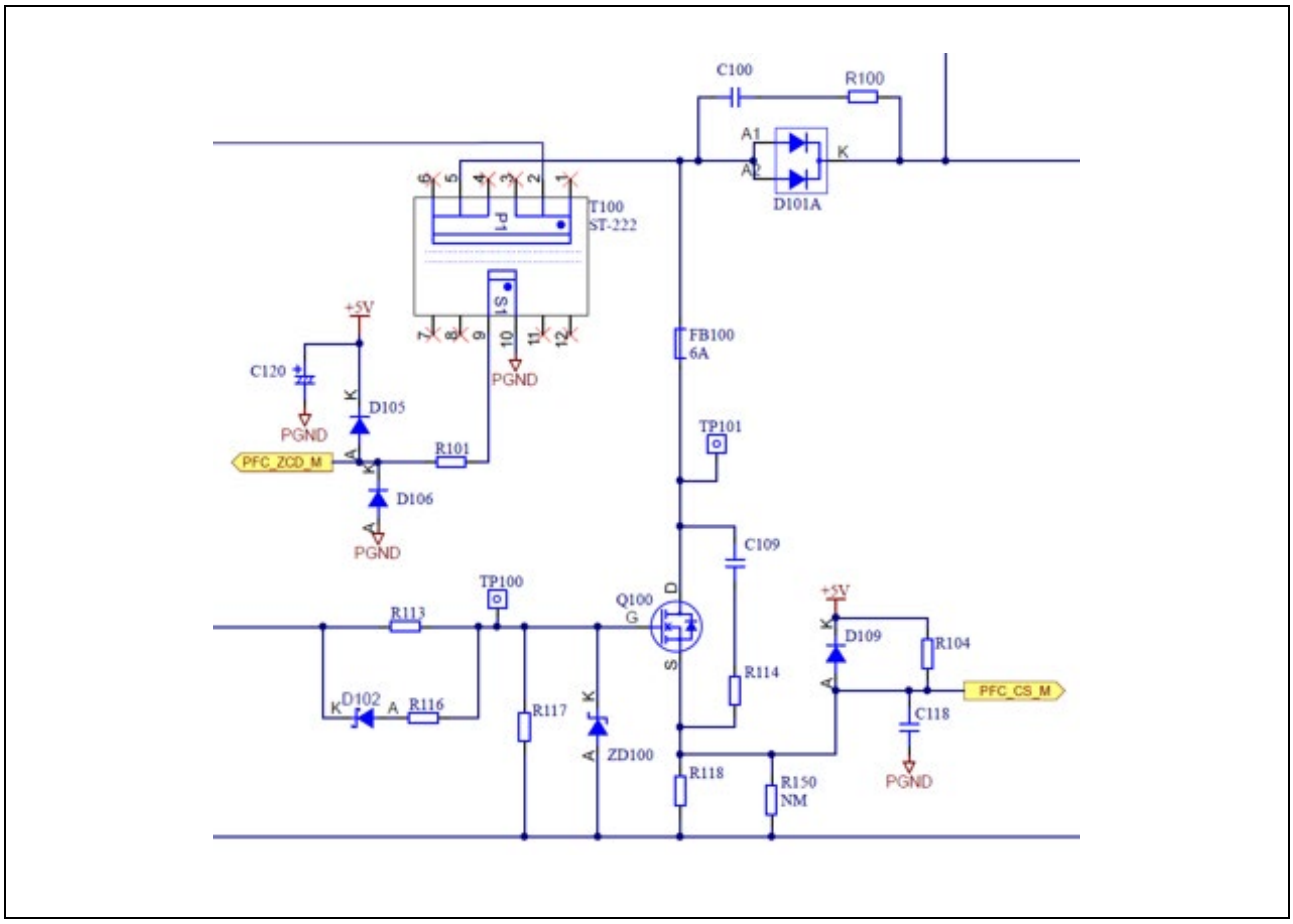


図 2.10 PFC 出力過電流検出回路

電流情報 PFC_CS は下記の式で求められます。

$$PFC_CS = I_{PEAK} \times R118$$

2.3.4.3 出力電圧検出回路(PFC_V_FB)

PFC の出力電圧を分圧して RL78/G24 のアナログ入力ピンに接続することで、PFC 出力電圧をモニタリングすることができます。出力電圧の安定性を高めるためには信号の精度と耐ノイズ性が必要になるため、本信号は短い配線でグランドと接続されています。

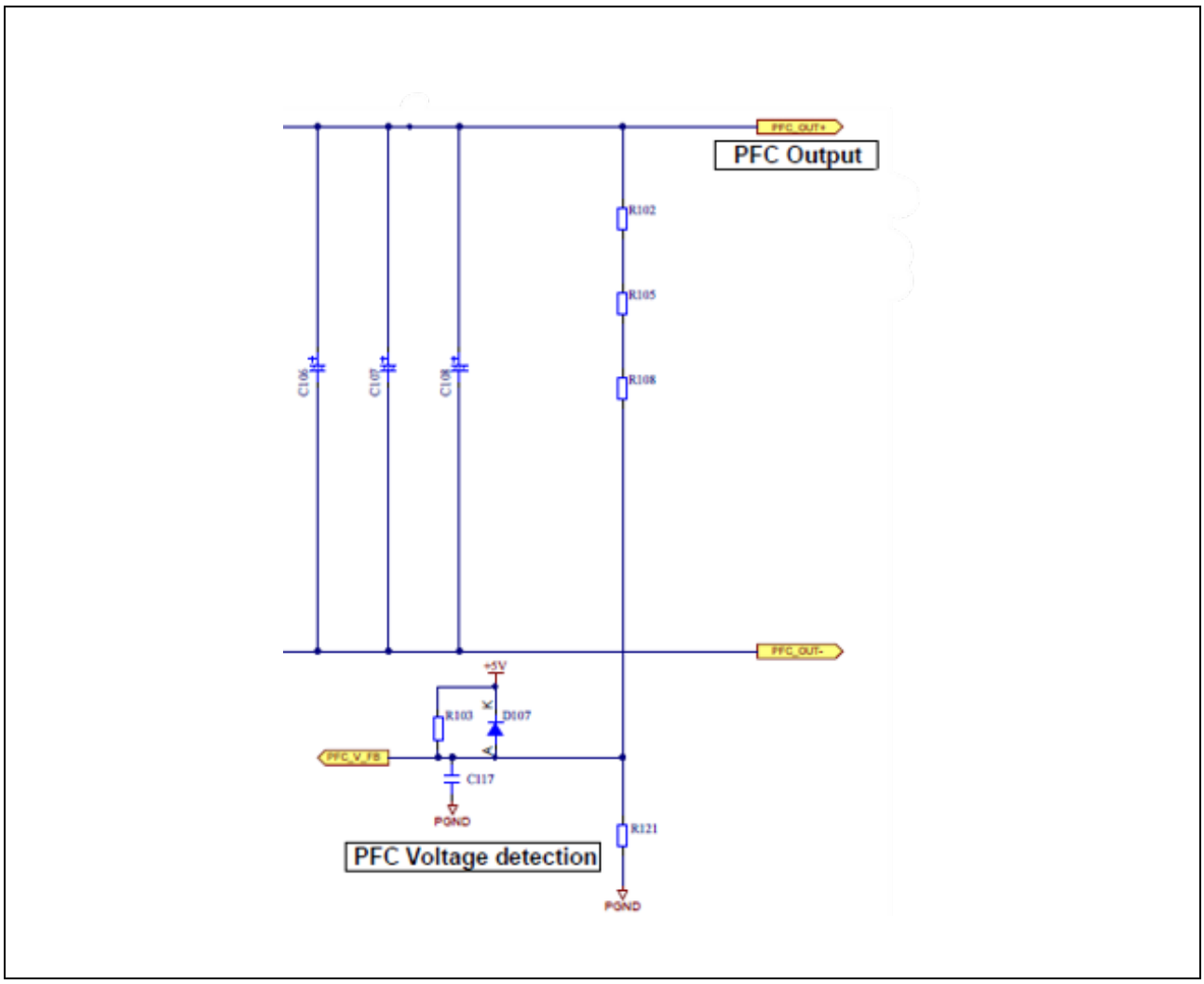


図 2.11 PFC 出力電圧検出回路

PFC 出力電圧は下記の式で求められます。

$$\mathrm{PFC_OUT} = \frac{\mathrm{PFC_V_FB} \times (\mathrm{R102}+\mathrm{R105}+\mathrm{R108}+\mathrm{R121})}{\mathrm{R121}}$$

2.3.5　LLC 回路

2.3.5.1　回路の解析

システムの動きを表す方程式の導出に使う LLC の基本モデルを図 2.12 で示します。各段回路の説明を下記に説明します。

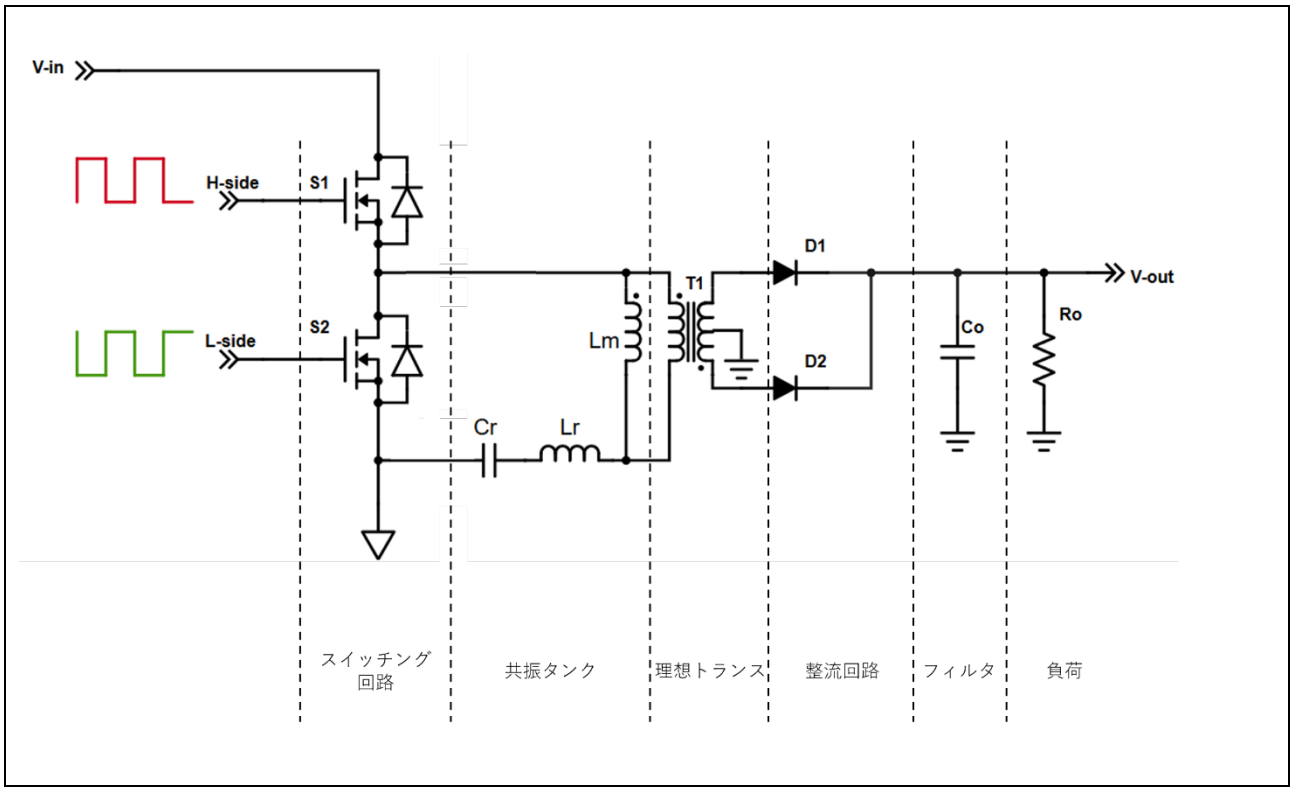


図 2.12 LLC 回路

- スイッチング回路

スイッチング回路は High side MOSFET と Low side MOSFET を使ってハーフブリッジで構成します。MOSFET のボディダイオードと寄生出力容量は回路の動きと性能に影響します。

- 共振タンク

回路は共振容量 Cr、共振インダクタンス Lr 及び磁化インダクタンス Lm により構成されます。回路内で二つの共振周波数を生成します。詳細については後述の等価回路で説明します。

- 理想トランス

回路簡易化を目的に、トランスを理想モデルに置き換えます。厳密には一次側及び二次側の漏れインダクタンスも加味する必要がありますが、システム全体の動きを決定する段階では重要ではないため、理想モデルでの解析で十分です。

- 整流回路

回路分析について整流回路の詳細は重要ではないため、電流波形の計算は全波整流としています。

- フィルタ

フィルタはコンデンサ Co で表します。

- 負荷

出力電力は抵抗 Ro で表します。

(1)　入力電圧のフーリエ級数展開

回路の動作は非常に複雑であるため、設計時は等価回路に置き換えています。Normal モード動作時に MOSFET スイッチング周波数がタンク共振周波数に一致するように設計し、タンク部品を選択します。タンク回路に合うスイッチング波形が入力されれば、出力には正弦波だけが伝達されます。

2 個の MOSFET は固定されたデッドタイムと 50% Duty で相補的に動作します。従ってスイッチング回路の出力は矩形波となります。矩形波を解析的に記述するためにフーリエ級数展開します。

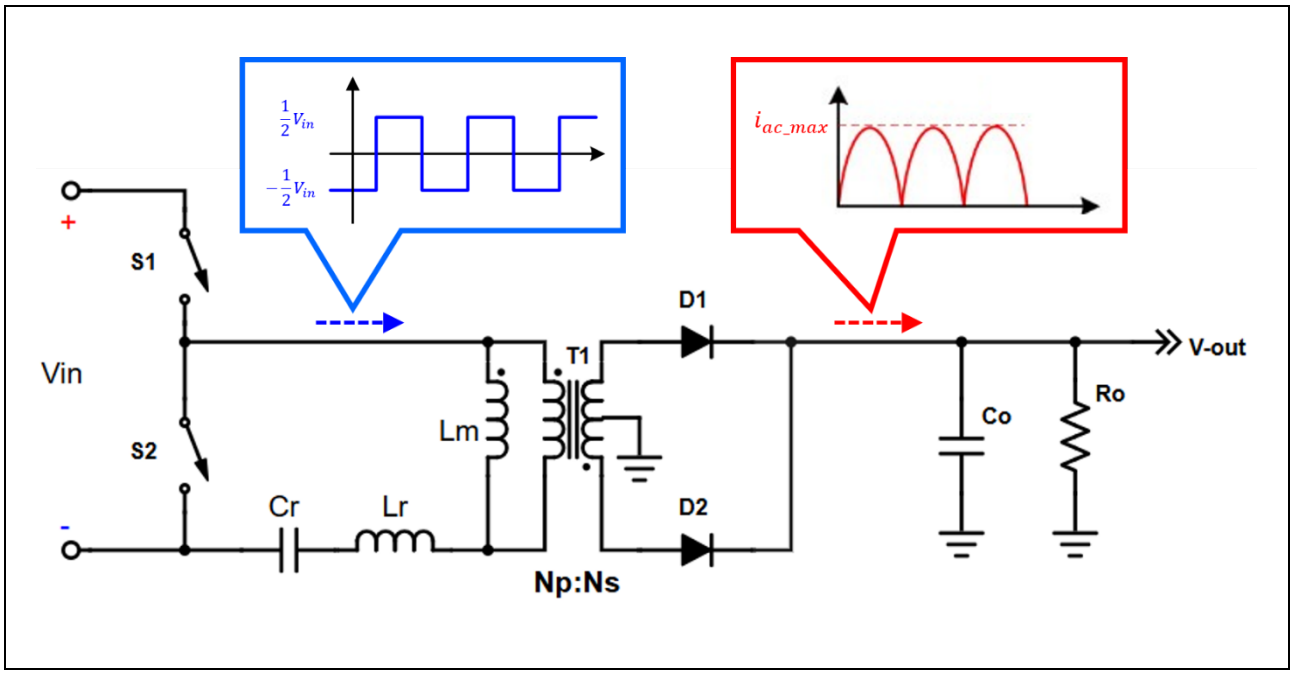


図 2.13 LLC 回路の入力電圧と負荷電流

図 2.14 に示す矩形波を入力波形としてフーリエ級数展開します。解析の簡易化のため、振幅を 1 とします。

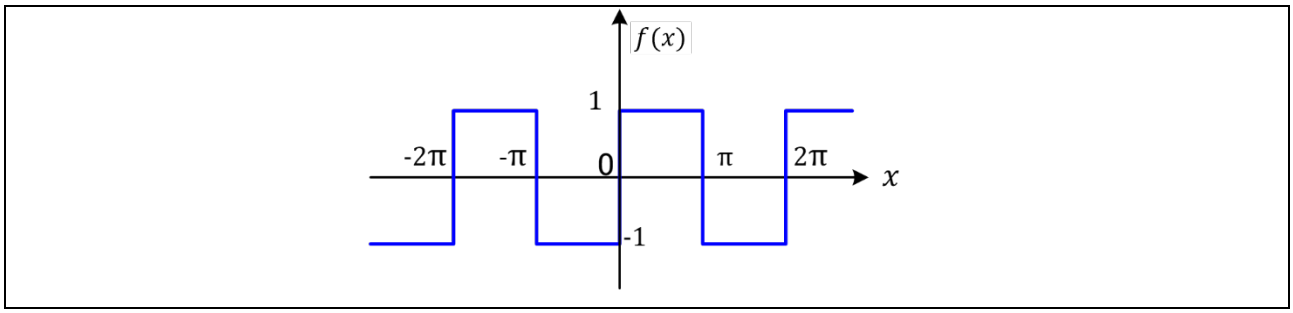


図 2.14 入力矩形波の簡易化

すると、上図の矩形波の関数 f(x)は-$\pi \leqq x \leqq \pi$ を 1 周期として以下のように書くことができます。

$$f(x) = \begin{cases} -1 \ (-\pi \leq x \leq 0) \\ 1 \ (0 \leq x \leq \pi) \end{cases}$$

関数 f(x)は奇関数であるため、フーリエ級数はそれぞれ以下となります。

$$a_0 = 0$$

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} f(x)\sin nx\,dx$$

$$= \frac{2}{\pi}\int_{0}^{\pi} \sin nx\,dx$$

$$= \begin{cases} 0 \ (\text{n が偶数}) \\ \frac{4}{\pi n} \ (\text{n が奇数}) \end{cases}$$

ここで、関数 f(x)をフーリエ級数展開すると以下の結果が得られます。

$$\mathrm{f(x)} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty}(a_n \cos nx + b_n \sin nx)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty}(b_n \sin nx)$$

$$= \frac{4}{\pi}\left(\sin \mathrm{x} + \frac{1}{3}\sin 3\mathrm{x} + \frac{1}{5}\sin 5\mathrm{x} + \ldots\right)$$

$$= \frac{4}{\pi}\sum_{\mathrm{n}=0}^{\infty}\frac{1}{2\mathrm{n}+1}\sin(2\mathrm{n}+1)\mathrm{x}$$

(2)　整流電流の計算

二次側の整流回路後の電流波形とその波形を DC 変換した波形を図 2.15 に示します。DC 変換前の電流最大値 i_{ac_max} と変換後の負荷電流 I_o の関係式を求めます。

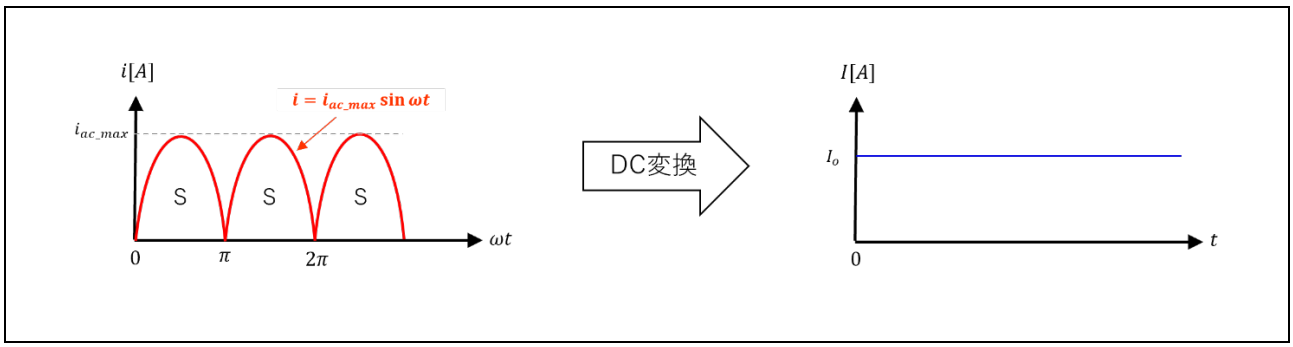


図 2.15 DC 変換前後の電流波形

まず、平滑化前の AC 電流 i に関する式を以下とします。

$$i = f(t) = i_{ac_max} \sin \omega t$$

AC 半波の電流総量を S としたとき、S は以下の式で求められます。

$$S = \int_0^{\pi} f(t)dt = 2i_{ac_max}$$

負荷電流 I_o は周期πで割ることで算出できます。

$$I_o = \frac{S}{\pi} = \frac{2}{\pi} \cdot i_{ac_max}$$

式を整理してi_{ac_max}とI_oの関係式が得られます。

$$i_{ac_max} = \frac{\pi}{2} I_o$$

(3)　等価回路の解析

等価回路について、LLC 一次側のトランスを磁化インダクタンス L_m と漏れインダクタンス L_r で表現します。一方、二次側の漏れインダクタンスは重要ではないので省略しています。二次側の出力回路を等価抵抗 R_{ac} に置き換えることで、図 2.12 の回路は下記の等価回路で表現できます。

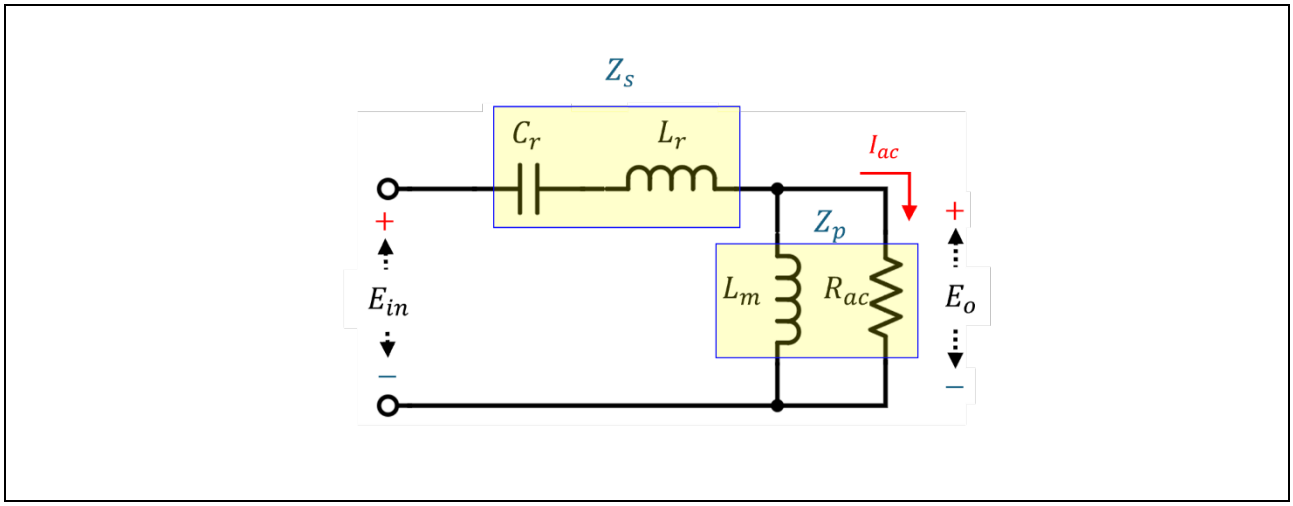


図 2.16 LLC 等価回路

等価回路の各パラメータは下記の式で求めることができます。

$$E_{in}=\frac{1}{2}V_{in}\times\frac{4}{\pi}=\frac{2}{\pi}V_{in}$$

$$E_o=nV_o\times\frac{4}{\pi}=\frac{4}{\pi}nV_o$$

$$I_{ac}=\frac{\pi}{2}I_o\times\frac{1}{n}=\frac{\pi}{2n}I_o$$

$$G_{ac}=\frac{E_o}{E_{in}}=\frac{2nV_o}{V_{in}}$$

$$R_{ac}=\frac{E_o}{I_{ac}}=\frac{\frac{4}{\pi}nV_o}{\frac{\pi}{2n}I_o}=\frac{8}{\pi^2}n^2R_o$$

ただし、$n=\frac{N_P}{N_S}$

直列インピーダンス Z_s(C_r、L_r)と並列インピーダンス Zp(Lm、トランス、出力負荷)に集約して置き換える事により、回路の伝達関数を容易に計算できます。インピーダンス Z_s、Z_p をラプラス変換して、電圧伝達比を求めます。

$$Z_s = j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right)$$

$$\mathcal{L}(Z_s) = L_r s + \frac{1}{C_r s}$$

$$Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R_{ac}} + \frac{1}{j\omega L_m}}$$

$$\mathcal{L}(Z_p) = \frac{R_{ac} L_m s}{R_{ac} + L_m s}$$

ゲイン G は以下の式で求められます。

$$\mathcal{L}(G) = \frac{E_o}{E_{in}} = \frac{\mathcal{L}(Z_p)}{\mathcal{L}(Z_s) + \mathcal{L}(Z_p)} = \frac{\frac{R_{ac} L_m s}{R_{ac} + L_m s}}{L_r s + \frac{1}{C_r s} + \frac{R_{ac} L_m s}{R_{ac} + L_m s}}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{L_r}{L_m} + \frac{L_r}{R_{ac}} \cdot s + \frac{1}{R_{ac} C_r} \cdot \frac{1}{s} + \frac{1}{L_m C_r} \cdot \frac{1}{s^2}}$$

$$|G| = \mathcal{L}^{-1}\left(\mathcal{L}(G)\right) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{K} - \frac{1}{K\omega_n^2}\right)^2 + Q^2\left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}}$$

このとき各パラメータは以下で表されます。

$$K = \frac{L_m}{L_r}$$

$$\omega_n = \frac{\omega}{\omega_r}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$Q = \frac{Z_0}{R_{ac}} = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}} = \frac{\omega_r L_r}{R_{ac}} = \frac{1}{R_{ac} \omega_r C_r}$$

上式より、伝達比 G はスイッチング周波数とタンクのパラメータ K と Q の関数で表すことができます。

全てのパラメータを計算しなければ回路のゲイン関数を導き出す事はできませんが、パラメータ K 及び Q の値を個々に与えることでゲインカーブを描く事が可能です。図 2.17 に、パラメータ K 値を仮固定して複数パターンの品質係数 Q 値によって描いたゲインカーブの例を示します。

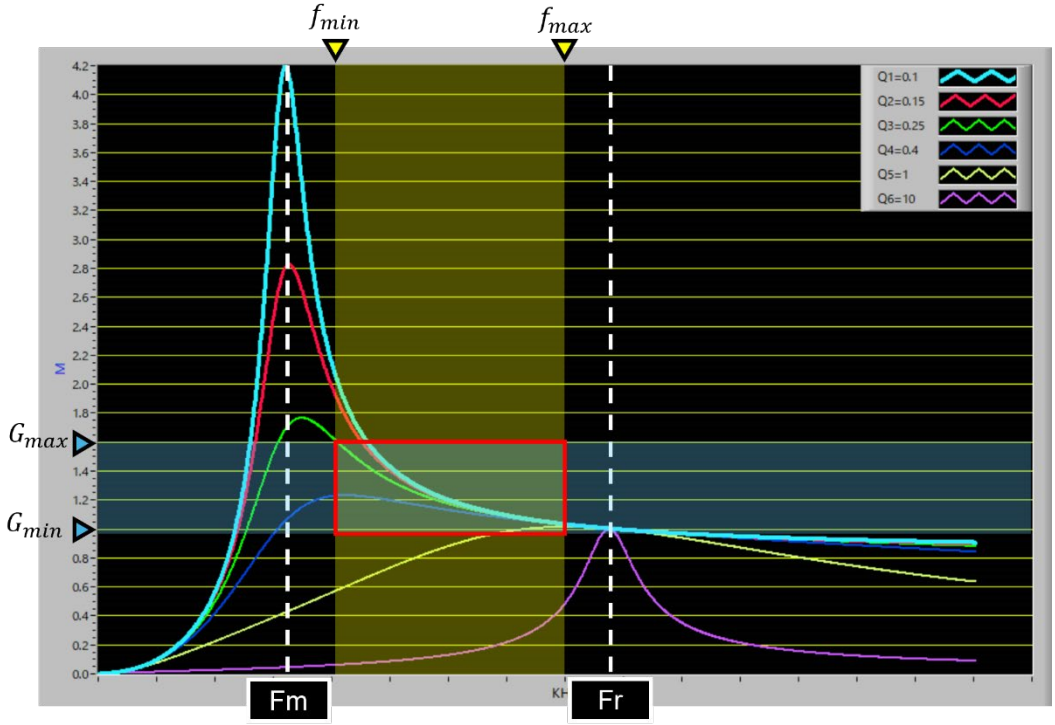


図 2.17 ゲインカーブ(K 値固定)

この図には共振周波数 F_r と共振周波数 F_m を示しています。F_m は左側の高いピークに影響します。スイッチング動作周波数の範囲は、F_m と F_r の間に設定します。上図では一例として f_{min} から f_{max} の範囲をスイッチング動作周波数の範囲としています。

Q 値の設計は、最低入力電圧かつ重負荷の条件を考えなければなりません。Q 値が高くなるにつれて、低入力電圧時のゲイン不足と ZCS(Zero Current Switching)領域に入るリスクがあります。一般的な K 値の範囲(3～8 程度)で、ZVS(Zero Voltage Switching)とゲイン値を満足させる範囲内の最大品質係数を設定することを推奨します。

必要となるゲインの範囲(G_{min}, G_{max})は、LLC 回路に対する入力電圧の範囲($V_{in\text{-}min}$, $V_{in\text{-}max}$)と出力電圧の範囲($V_{o\text{-}min}$, $V_{o\text{-}max}$)、トランスの巻線比 n を使って下記の式で求めることができます。

$$G_{min} = \frac{2n \times V_{o-min}}{V_{in-max}}$$

$$G_{max} = \frac{2n \times V_{o-max}}{V_{in-min}}$$

図 2.17 において、必要となるゲインの範囲(G_{min}, G_{max})とスイッチング動作周波数の範囲(f_{min}, f_{max})で囲まれた領域内にゲインカーブが収まっている Q 値の範囲で設計することを推奨します。

次に、図 2.18 に品質係数 Q 値を仮固定して複数パターンのパラメータ K 値によって描いたゲインカーブの例を示します。全てのカーブは F_r に対応する 1 点(すなわち共振周波数)で交わり、この点における電圧変換比は 1 となることが分かります。

ゲインピークが急峻なカーブを選択する場合、周波数変動に対するゲインの変化量が大きくなり制御しにくくなるため、設計上避けるべきです。対してゲインピークが緩やかなカーブを選択する場合、周波数変動に対するゲインの変化量が少なくなり出力が満足できない可能性があります。そのため、スイッチング動作周波数の範囲において、適切なゲイン値になるよう K 値を選択する必要があります。

スイッチング動作周波数の範囲について検討します。最高入力電圧と軽負荷が組み合わさる条件でスイッチング周波数が最大になります。逆に最低入力電圧と最大負荷が組み合わさる条件で、スイッチング周波数が最小になります。一般的には K 値は 3～8 程度で設計されます。

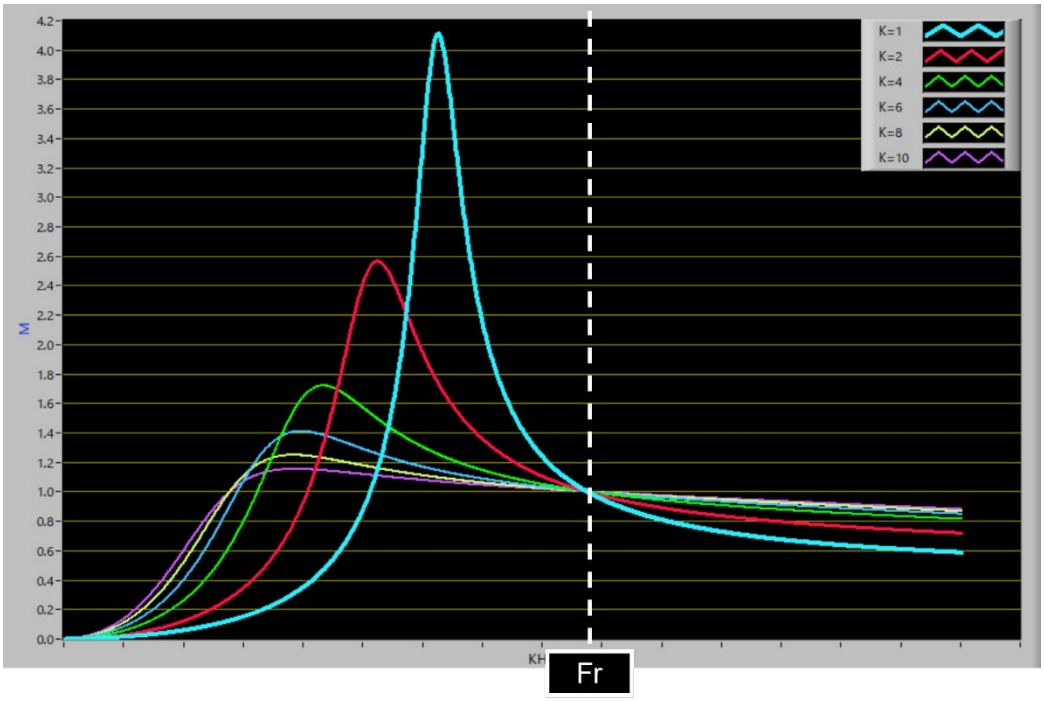


図 2.18 ゲインカーブ(Q 値固定)

2.3.5.2 出力電圧検出回路(LLC_x_V_FB)

二次側出力電圧は、図 2.19 のようにフォトカプラ、TL431 と抵抗を用いて構成しています。R1 と R2 の抵抗値により、出力電圧が決められます。マイコンはフォトカプラー次側のフィードバック信号を入力することで負荷の状態を応じた MOSFET スイッチング制御を実施します。

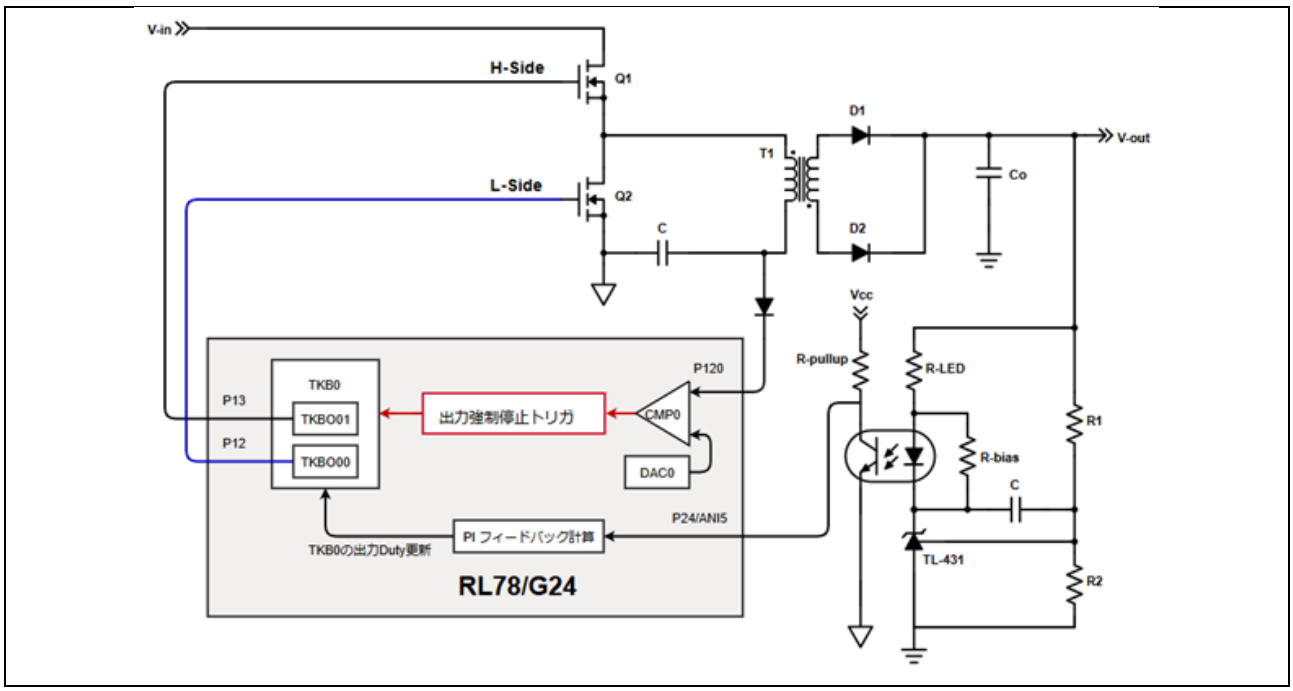


図 2.19 LLC1 出力電圧検出回路

出力は下記の式で求めます。

$$V_{out}=\left(1+\frac{\mathrm{R1}}{\mathrm{R2}}\right)\times \mathrm{V_{REF}}$$

TL431 の I_{ref}(基準入力電流)はおよそ 2uA～4uA(品番により異なる)以上必要とするため、R1 は適切な抵抗値を選択する必要があります。カソードピンに 1mA(品番により異なる)より大きい電流を供給する必要があります、フォトカプラの VF 順電圧降下が 1V と仮定すると、最小カソード電流 I_{min} が流れます。その結果、基準電圧 V_{REF} が確立した後に制御を行うことができますので動作が安定します。

フォトカプラの CTR はディレーティングとして、環境の温度や経年劣化（50%）と設計マージン(50%)等リスクの影響を考える必要がありますが、下記の式にて求められる $R_{LED\text{-}max}$ 値の計算結果より 4 倍程度の値を設定することが可能です。

$$R_{bias}\times I_{min}\leq \mathrm{V_F}$$

$$\therefore R_{bias}\leq \frac{1\mathrm{V}}{1\mathrm{mA}}$$

$$\mathrm{R_{LED\text{-}max}}\leq \frac{\mathrm{V_{RLED}}}{\mathrm{I_{KA}}}=\frac{\mathrm{V_{out}}-\mathrm{V_F}-\mathrm{V_{KA\text{-}min}}}{\mathrm{I_F}+\mathrm{I_{bias}}}$$

2.3.5.3 過電流保護(LLC_CS)

過負荷が起こった際に、部品がスペックを超えて継続的に動作すると発熱、発火等の危険が発生します。過負荷発生した際に素早く回路を止める為に、過電流保護回路を構成しています。図 2.20 に LLC 過電流保護回路を記載します。本回路は、トランスに流れる交流成分を整流して直流化することで検出を行っています。

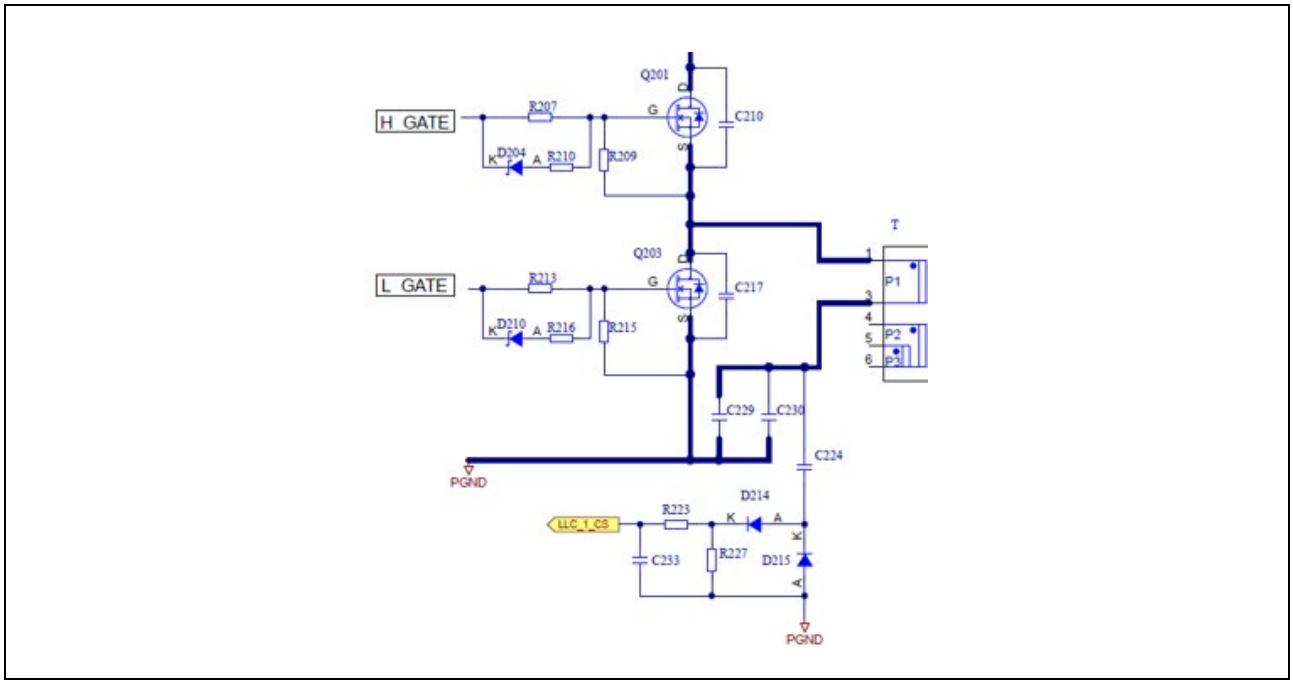


図 2.20 LLC 過電流保護回路

LLC_1_CS 端子には図 2.21 に示すような電圧波形が印加されます。この波形において、ソフトウェアにて設定した閾値電圧を超えた場合に過電流検出としてマイコンがソフトウェアを介さずに LLC の出力を停止します。(LLC_2_CS も同様)

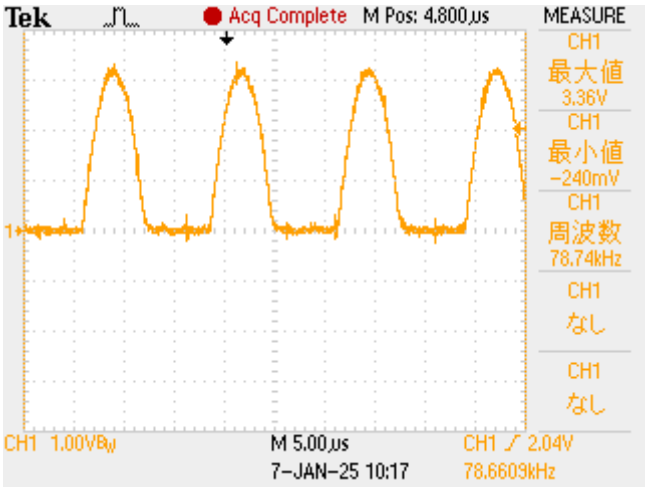


図 2.21 LLC_CS 電圧波形

LLC_CS のピーク電圧は下記の式で求めることができます。

$$\mathrm{LLC_CS}=\mathrm{R227}\times I_{ac}\times\left(\frac{C224}{C224+C229+C230}\right)$$

ただし、I_{ac}は 2.3.5.1(3)の等価回路から求めた電流

2.3.6　その他 I/O

2.3.6.1　シリアル通信

CN301 コネクタを介して PC や別マイコンとのシリアル通信を行うことができます。

ユーザコードとして UART 通信を埋め込んでいただきますと、デバッグボードを介して PC と通信を行うことができます。

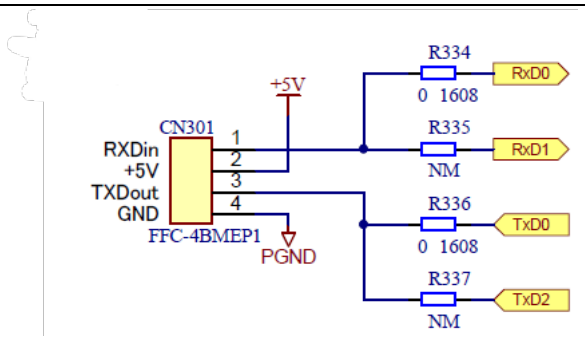


図 2.22 シリアル通信

2.3.6.2　プッシュスイッチ

ユーザが使用できるプッシュスイッチを 2 つ実装しております。サンプル・プログラムでは動作モードの切り替えとして使用しています。

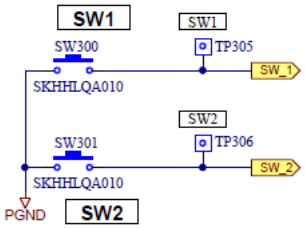


図 2.23 プッシュスイッチ

2.3.6.3　IR 受信

赤外線受信を行うための回路です。ユーザコードとして赤外線受信用プログラムを埋め込んでいただきますと、リモコンからの信号を受け取ることができます。

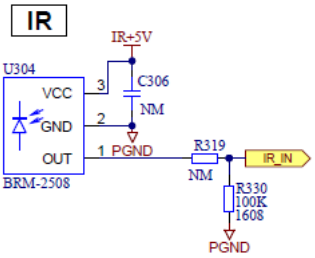


図 2.24 IR 受信

3. ソフトウェア説明

本書にて使用するソフトウェアの説明を記載します。

本書の対象ソフトウェアは構成の異なる複数のプロジェクトで提供されます。プロジェクト別の設計については別途アプリケーションノートを参照してください。

RL78/G24 による Interleaved CrM PFC and LLC 制御 (FAA ソフトウェア編) (R01AN8176)

RL78/G24 による Interleaved CrM PFC and LLC 制御 (CPU ソフトウェア編) (R01AN8177)

3.1　使用端子一覧

マイコンの使用端子一覧を記載します。

表 3.1 使用端子一覧

機能	端子名	I/O	内容
PFC	P15/TKBO11	O	PFC スレーブ側出力
	P14/TKBO10	O	PFC マスタ側出力
	P122/INTP20	I	PFC マスタ側 ZCD 検出
	P121/INTP21	I	PFC スレーブ側 ZCD 検出
	P24/ANI4	I	PFC 出力電圧アナログ入力
	P00/IVCMP1	I	PFC マスタ電流入力(OCP 検出用)
	P147/IVCMP3	I	PFC スレーブ電流入力(OCP 検出用)
LLC1	P12/TKBO00	O	LLC1 ハイサイド出力
	P13/TKBO01	O	LLC1 ローサイド出力
	P25/ANI5	I	LLC1 フォトカプラ出力電圧アナログ入力
	P120/IVCMP0	I	LLC1 電流入力(OCP 検出用)
LLC2	P16/TKBO20	O	LLC2 ハイサイド出力
	P17/TKBO21	O	LLC2 ローサイド出力
	P26/ANI6	I	LLC2 フォトカプラ出力電圧アナログ入力
	P01/IVCMP2	I	LLC2 電流入力(OCP 検出用)
	P30	O	LLC2 MOSFET 出力イネーブル ON/OFF 制御
その他	P27/ANI7	I	AC 入力電圧アナログ入力
	P22/ANI2	I	AC 消費電流アナログ入力
	P70	O	突防リレーON/OFF 制御
	P62	O	テストピン
	P71	I	SW1 入力
	P72	I	SW2 入力
	P51/TxD0	O	デバッグボード(PC)向け UART 送信
	P50/RxD0	I	デバッグボード(PC)向け UART 受信
	P10/TxD2	O	サブマイコン向け UART 送信 ※オプション
	P73/RxD1	I	サブマイコン向け UART 受信 ※オプション
	P31/TI03	I	IR 信号入力
	P21/AVREFM	I	A/D 変換基準電圧(-)
	P20/AVREFP	I	A/D 変換基準電圧(+)

3.2 動作モード

ソフトウェアは大きく 3 つの動作モードを遷移しながら動作します。動作モードは以下の 3 つです。

- Power-on モード
  マイコンの電源が ON になってから Standby モードに遷移するための準備を行う一時的なモード。
  電源投入時に一度だけ動作します。

- Standby モード
  低消費電力を実現するモードです。出力は LLC1 のみ、表 2.1 で定義する僅少負荷を駆動することができます。

- Normal モード
  PFC、LLC それぞれが独立して定電圧フィードバック制御を行うモードです。

動作モード遷移図を図 3.1 に記載します。

各モードにて異常が発生した場合、PFC と LLC の出力を停止し低消費電流モード(STOP)で待機します。

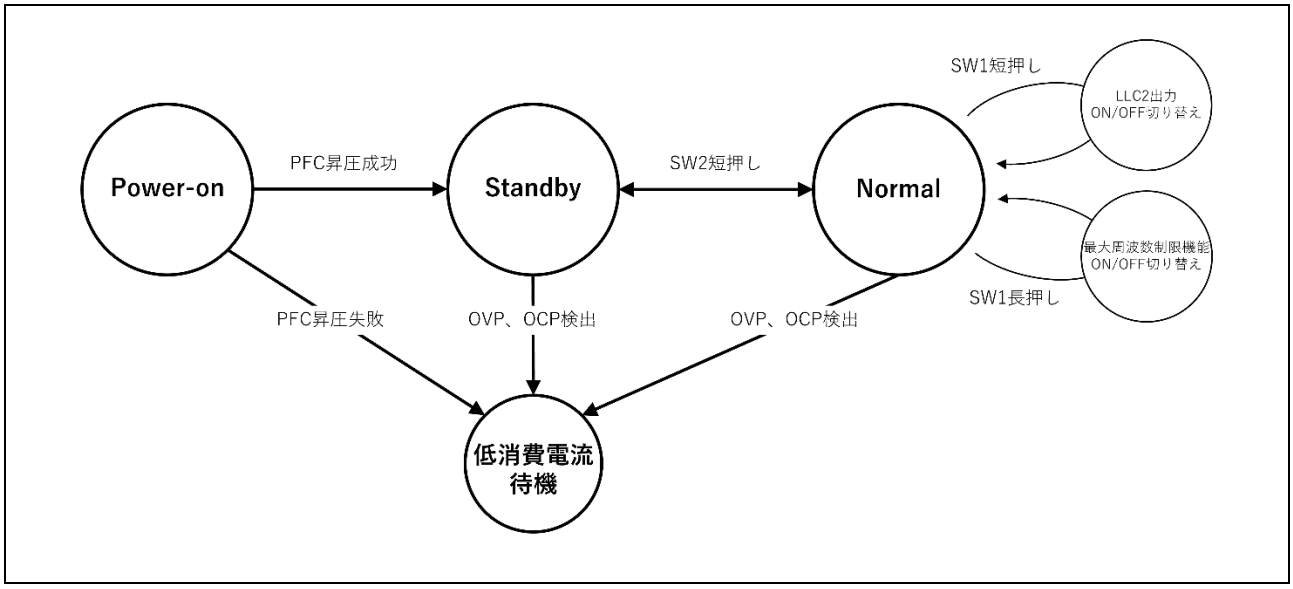


図 3.1 動作モード遷移図

3.2.1 Power-on モード

マイコンの電源が ON してから Standby モードに遷移するための準備を行う一時的なモードです。

PFC 出力電圧の昇圧成功で Standby モードへ遷移します。

3.2.1.1 動作クロック

RL78/G24 マイコンは高速オンチップ・オシレータ(以降、HOCO)で起動します。本ソフトウェアは起動直後 HOCO 8MHz で動作するように設定されています。起動後、後述の入力電圧安定待ちが完了すると中速オンチップ・オシレータ(以降、MOCO) 4MHz に切り替えて動作を継続します。

3.2.1.2 使用周辺機能一覧

Power-on モードで使用する周辺機能一覧を記載します。

表 3.2 Power-on モード時使用周辺機能一覧

周辺機能		用途
16 ビット・タイマ	KB31	PFC 出力
32 ビット・インターバルタイマ	ITL000&ITL001	入力電圧安定待ちタイマ(500ms)
A/D コンバータ	-	各 ANI の A/D 値取得
D/A コンバータ	DAC1	PFC_CS 過電流閾値
コンパレータ	CMP1	PFC_CS_M 過電流検出
	CMP3	PFC_CS_S 過電流検出
割り込み機能	INTTMKBSTR10	PFC マスタ側 OCP 検出
	INTTMKBSTR11	PFC スレーブ側 OCP 検出

3.2.1.3 フローチャート

Power-on モードのフローチャートを以下に記載します。

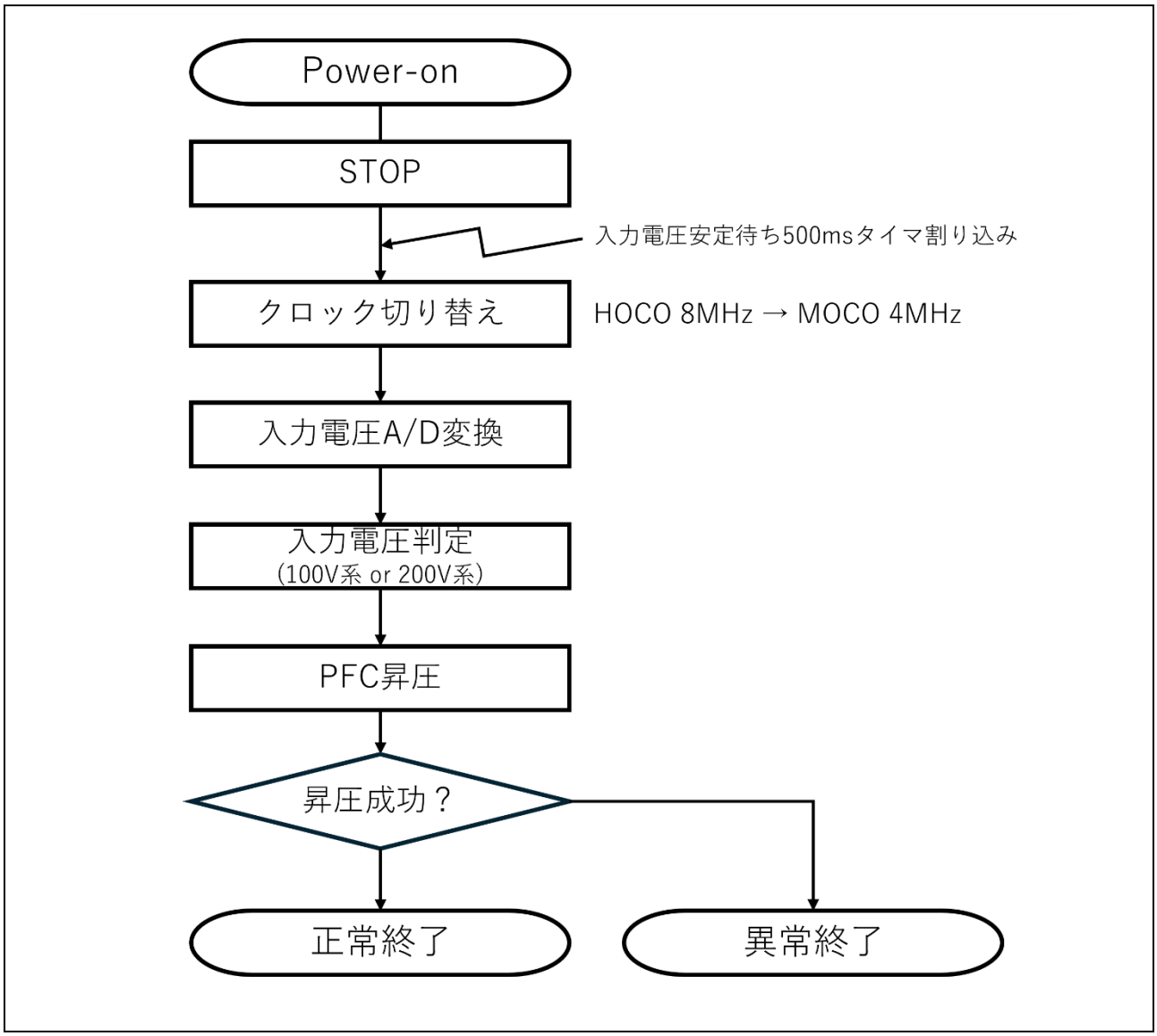


図 3.2 Power-on モードフローチャート

(1)　入力電圧安定待ち

入力電圧(AC_V 端子)の安定待ち時間として 500ms の間、STOP 命令でマイコンはスタンバイに入り、低消費電力状態でウェイトします。500ms 経過後は、クロックを HOCO 8MHz から MOCO 4MHz に切り替えます。

(2)　入力電圧判定

入力電圧(AC_V 端子)の A/D 値を 4 回サンプリングし、その平均値が閾値(150V 相当)を上回る場合は 200V 系の入力電圧、下回る場合は 100V 系の入力電圧であると判定します。

(3)　PFC 昇圧

ソフトスタート(PWM の On 幅を徐々に大きくする)で PFC の出力電圧を昇圧完了電圧 366V まで昇圧させます。具体的なソフトスタート動作として、最低周波数 50kHz で On 幅を 250ns から 40us まで 800ms かけて直線的に上昇させます。ソフトスタート中は 2ms 間隔で出力を停止し、PFC 出力電圧(PFC_V_FB)の A/D 取得値が昇圧完了電圧に達していない場合、On 幅を更新して出力再開します。

昇圧時間中に PFC 出力電圧(PFC_V_FB)の A/D 取得値が昇圧完了電圧に達した場合、”昇圧成功”として Power-on モードを正常終了します。また、昇圧時間を経過しても昇圧完了電圧に達しなかった場合、”昇圧失敗”として Power-on モードを異常終了します。

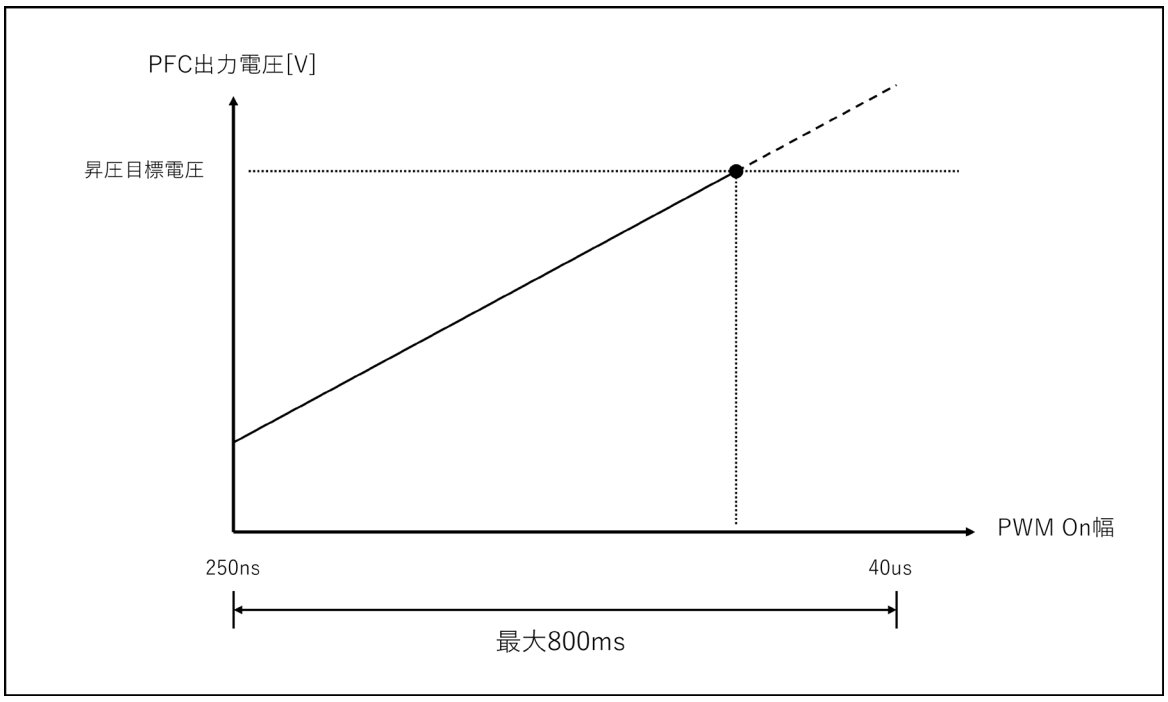


図 3.3 PFC 昇圧図

3.2.2 Standby モード

低消費電力を実現するモードです。PFC と LLC1 はそれぞれ独立して一定電圧になるように制御を行いますが、LLC2 は動作しません。

PFC は目標電圧範囲の下限を下回ったときにパルスを出力し、上限を上回ったときにパルスを停止することで一定電圧になるような制御を行います。

LLC1 は一定間隔でパルスを出力することで一定電圧になるような制御を行います。

SW2 を短押しすることで Normal モードへ遷移します。

3.2.2.1 動作クロック

Standby モードは MOCO 4MHz で動作を実現します。

3.2.2.2 使用周辺機能一覧

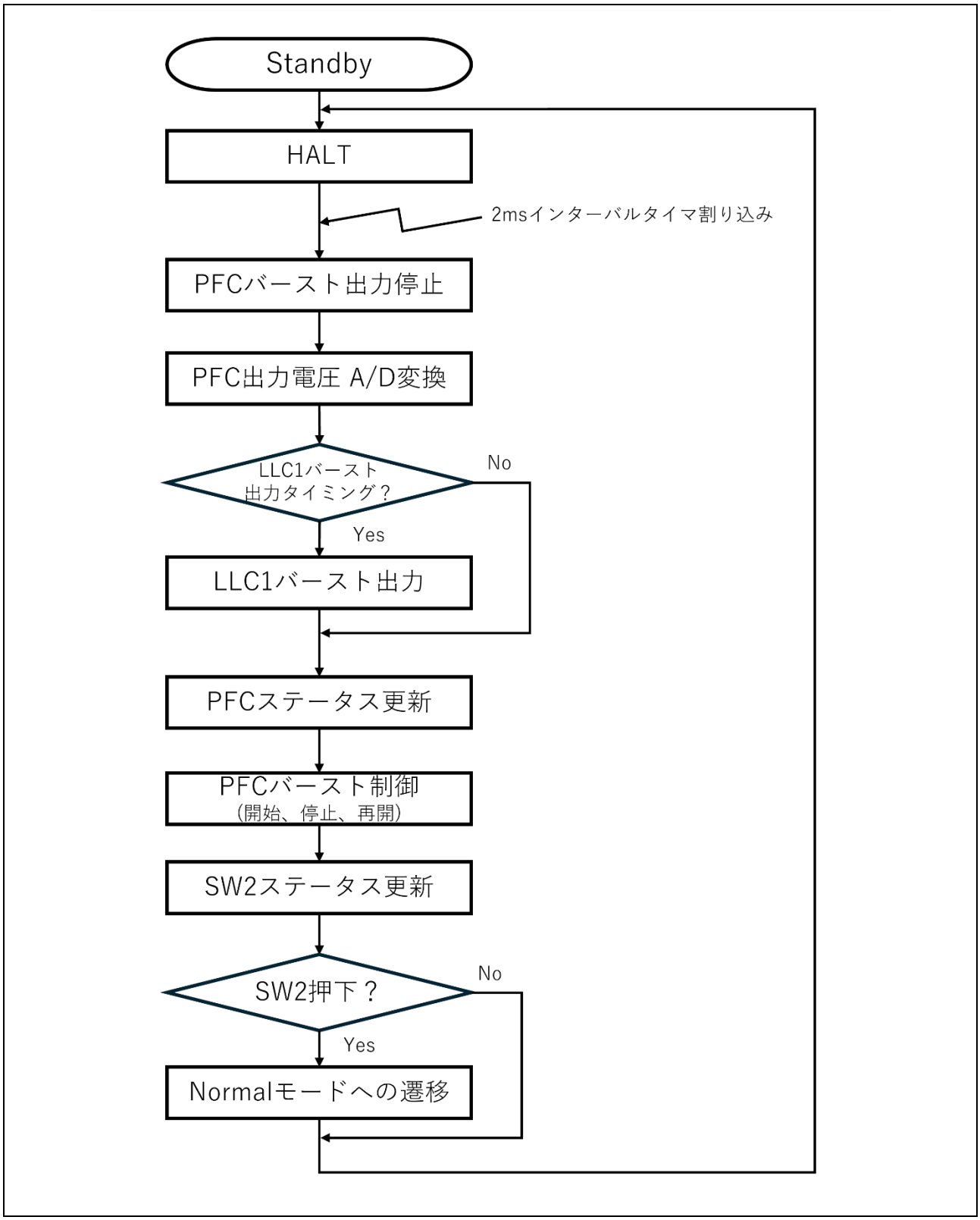
Standby モードで使用する周辺機能一覧を記載します。

表 3.3 Standby モード時使用周辺機能一覧

周辺機能		用途
16 ビット・タイマ	KB30	LLC1 出力
	KB31	PFC 出力
32 ビット・インターバルタイマ	ITL000&ITL001	スタンバイ時インターバルタイマ(2ms)
A/D コンバータ	-	各 ANI の A/D 値取得
D/A コンバータ	DAC0	LLC1_CS 過電流閾値
	DAC1	PFC_CS 過電流閾値
コンパレータ	CMP0	LLC1_CS 過電流検出
	CMP1	PFC_CS_M 過電流検出
	CMP3	PFC_CS_S 過電流検出
割り込み機能	INTTMKBSTR00	LLC1 ハイサイド側 OCP 検出
	INTTMKBSTR01	LLC1 ローサイド側 OCP 検出
	INTTMKBSTR10	PFC マスタ側 OCP 検出
	INTTMKBSTR11	PFC スレーブ側 OCP 検出

3.2.2.3 フローチャート

Standby モードのフローチャートを以下に記載します。



(1) PFC バースト

PFC 出力電圧(PFC_V_FB)が下限 366V 上限 386V の間になるように必要な場合でのみ出力する間欠動作です。

2ms 間隔で PFC 出力電圧(PFC_V_FB)の A/D 値を取得し、下限 366V を下回った場合出力開始し、上限 386V を上回った場合出力を停止します。このとき出力する PFC の On 幅は Power-on モード時において昇圧完了を検出したタイミングでの On 幅で固定出力されます。詳細は 3.2.1.3(3)を参照してください。

なお、A/D 値取得する間はスイッチングノイズによる影響を避けるため、PFC の PWM は一時停止します。

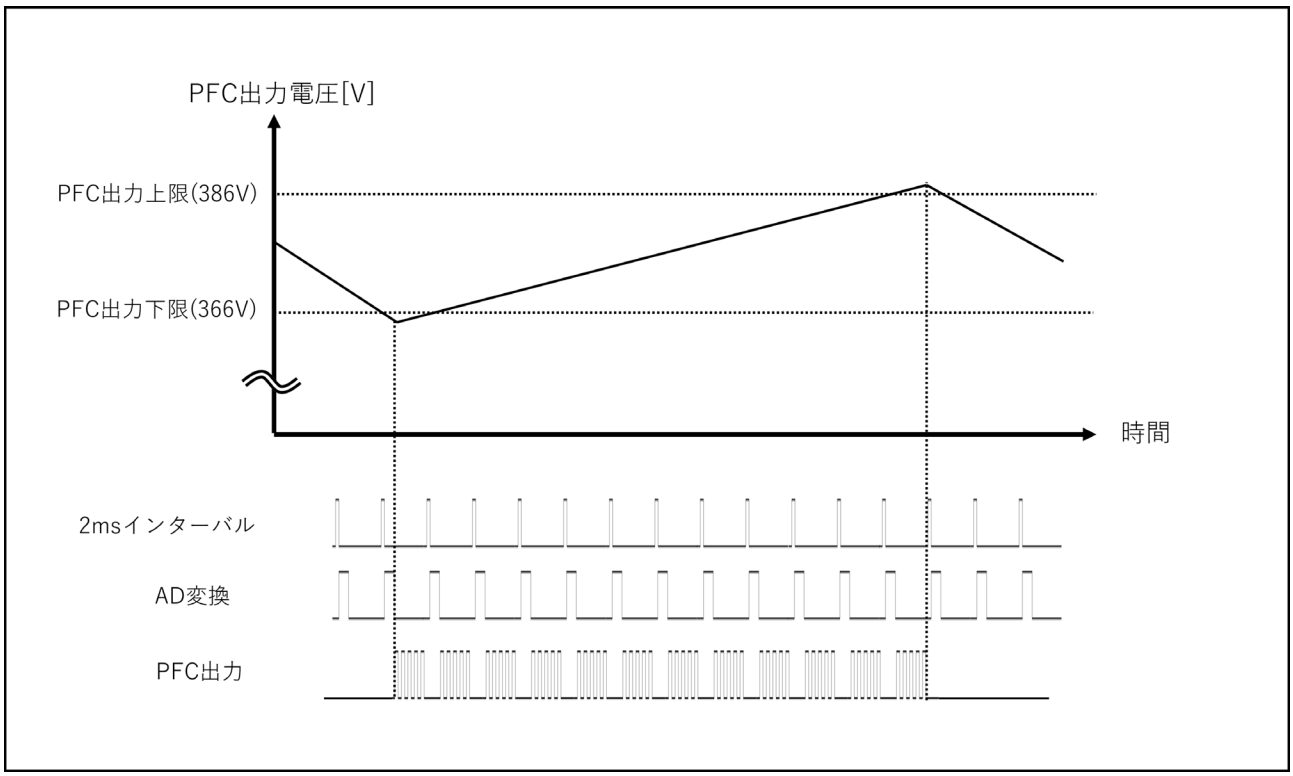


図 3.4 PFC バースト

(2) LLC1 バースト

特定の負荷条件(0.125W)において LLC1 の出力電圧が 10V になるように間欠出力をします。LLC のバーストでは出力電圧をモニタリングせず、出力間隔と出力パルスの構成によって電圧制御を行います。

サンプル・プログラムでは、28ms 間隔で 80kHz のパルスを 1 パルス出力することで目標電圧を実現しています。

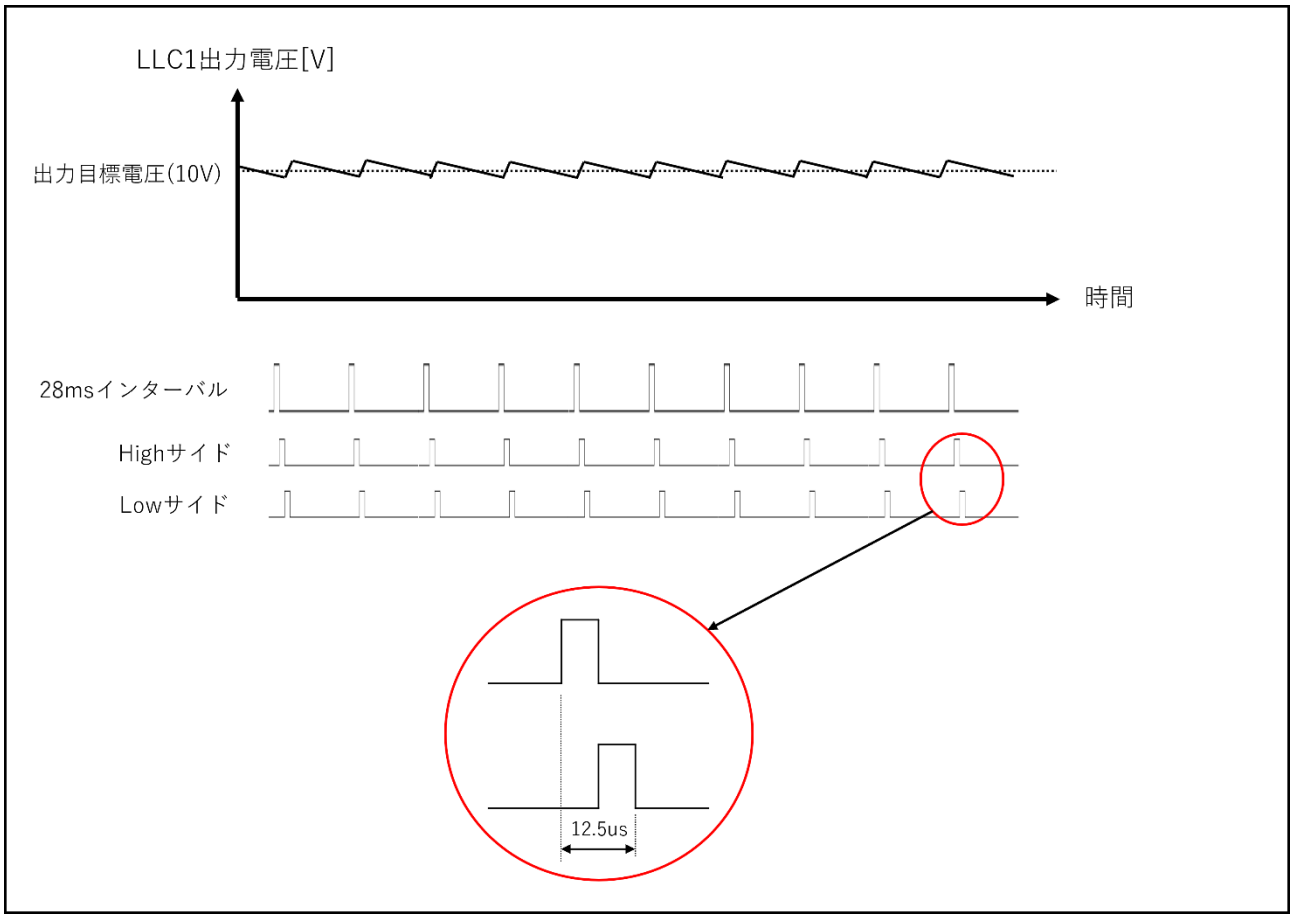


図 3.5 LLC バースト

3.2.3 Normal モード

PFC、LLC それぞれが独立して定電圧フィードバック制御を行うモードです。

3.2.3.1 動作クロック

Normal モードは HOCO 8MHz を入力として PLL 回路が 96MHz で発振します。16 ビット・タイマ KBn は 96MHz で動作し、メインクロック f_{CLK} は 1/2 分周した 48MHz で動作します。

3.2.3.2 使用周辺機能一覧

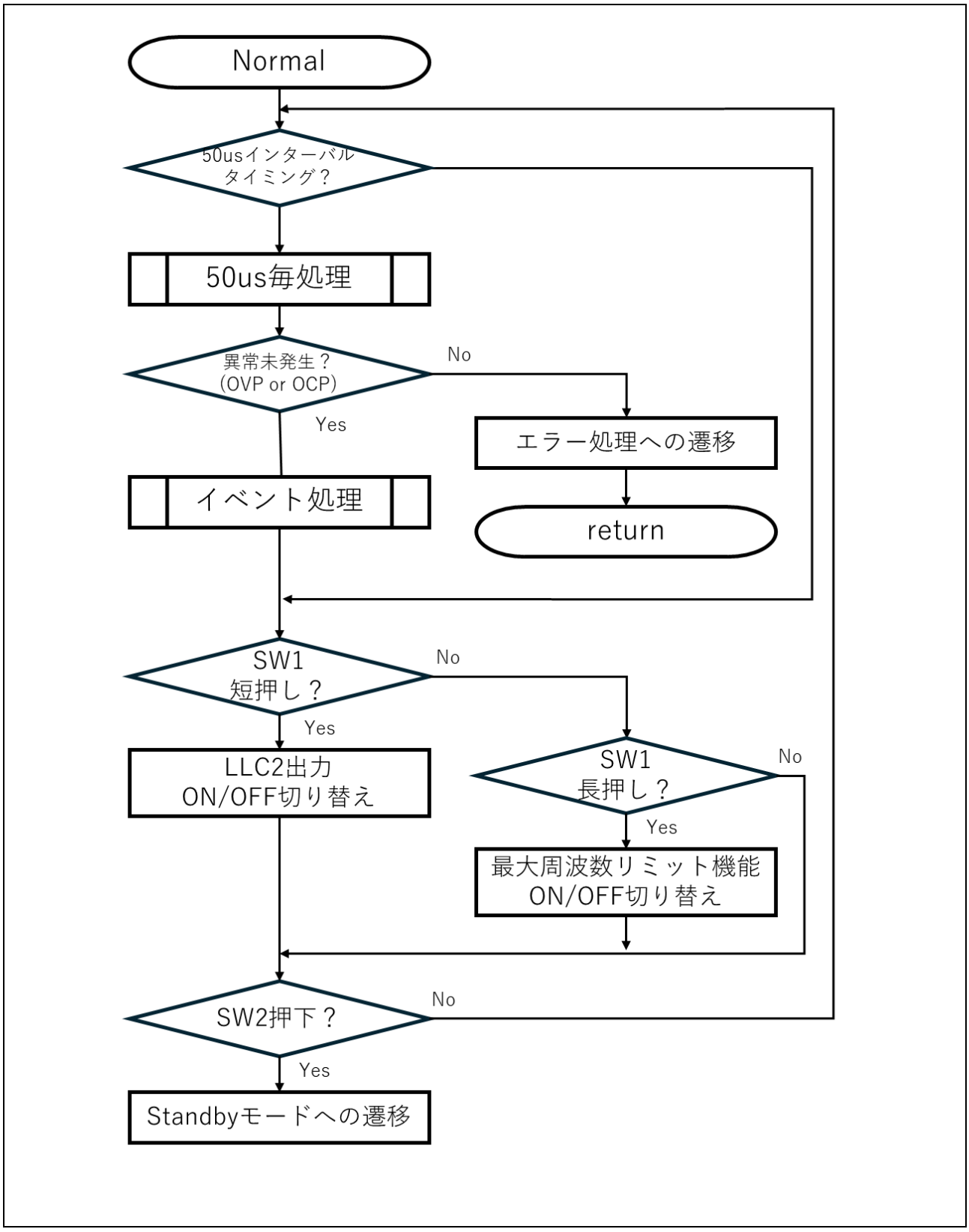
Normal モードで使用する周辺機能一覧を記載します。

表 3.4 Normal モード時使用周辺機能一覧

周辺機能		用途
タイマ・アレイ・ユニット	ch0	ノーマル時インターバルタイマ(50us)
	ch1	AD 変換開始トリガ(12.5us)
16 ビット・タイマ	KB30	LLC1 出力
	KB31	PFC 出力
	KB32	LLC2 出力
A/D コンバータ	-	各 ANI の A/D 値取得
D/A コンバータ	DAC0	LLC1_CS 過電流閾値
	DAC1	PFC_CS 過電流閾値
	DAC2	LLC2_CS 過電流閾値
コンパレータ	CMP0	LLC1_CS 過電流検出
	CMP1	PFC_CS_M 過電流検出
	CMP2	LLC2_CS 過電流検出
	CMP3	PFC_CS_S 過電流検出
割り込み機能	INTAD3	A/D 変換完了
	INTTMKBSTR00	LLC1 ハイサイド側 OCP 検出
	INTTMKBSTR01	LLC1 ローサイド側 OCP 検出
	INTTMKBSTR10	PFC マスタ側 OCP 検出
	INTTMKBSTR11	PFC スレーブ側 OCP 検出
	INTTMKBSTR20	LLC2 ハイサイド側 OCP 検出
	INTTMKBSTR21	LLC2 ローサイド側 OCP 検出
	INTTM00	ノーマル用インターバルタイマ(50us)

3.2.3.3 フローチャート

Normal モードのフローチャートを以下に記載します。



(1) PFC フィードバック制御

PFC の出力電圧をモニタリングし、定電圧となるようフィードバック制御する動作モードです。

PFC のフィードバック制御は、400us のフィードバック周期毎に PFC 出力電圧(PFC_V_FB)の A/D 変換平均値を入力として目標電圧 A/D 値との誤差を 0 にするように PWM の出力 On 幅を制御します。

A/D 変換のサンプリング周期は 12.5us なので、フィードバック周期毎に 32 回分の A/D 変換結果の平均値が入力値となります。

また、別途負荷推計機能により二次側にかかる負荷の大きさをモニタリングしており、サンプル・プログラムでは AC100V 印加時に負荷が 85W 以上になると、出力モードがシングルからインターリーブに切り替わります。インターリーブ出力時に負荷が 50W 未満になると、出力モードがインターリーブからシングルに切り替わります。

注：マスタ On 幅<=スレーブ On 幅になると回路、周辺素子、入出力負荷等の条件によって ZCD 信号が規定時間に入らず、タイマ KB インターリーブ条件 No.8 が発生(パルス抜け)する誤動作する可能性があります。

これを避けるため、本プログラムではスレーブ側の ZCD 信号入力がやや早く入るよう、マスタの ON 幅とスレーブの ON 幅に差をつけています。

(2) LLC1 フィードバック制御

LLC1 の出力電圧をモニタリングし、定電圧となるようフィードバック制御する動作モードです。

LLC1 のフィードバック周期は 200us のフィードバック周期毎に LLC1 出力電圧(LLC1_V_FB)の A/D 変換結果を元にした評価結果を入力として、目標評価結果との誤差を 0 にするように出力周波数を PFM 制御します。

LLC1 の出力電圧評価はフォトカプラを介した A/D 値が目標電圧に対して高いか低いかの 2 値で評価します。評価としては目標電圧より高い場合は 1、低い場合は 0 を示します。

A/D 変換のサンプリング周期は 12.5us なので、フィードバック周期毎に 16 回分の評価結果の合計値が入力値となります。目標となる評価結果は「目標電圧より高い評価数と低い評価数が等しい」ので 16 回の評価結果に対して合計値が 8 となります。

(3) LLC2 フィードバック制御

LLC2 の出力電圧をモニタリングし、定電圧となるようフィードバック制御する動作モードです。

LLC2 のフィードバック周期は 200us のフィードバック周期毎に LLC2 出力電圧(LLC2_V_FB)の A/D 変換結果を元にした評価結果を入力として、目標評価結果との誤差を 0 にするように出力周波数を制御(PFM)します。

LLC2 の出力電圧評価はフォトカプラを介した A/D 値が目標電圧に対して高いか低いかの 2 値で評価します。評価としては目標電圧より高い場合は 1、低い場合は 0 を示します。

A/D 変換のサンプリング周期は 12.5us なので、フィードバック周期毎に 16 回分の評価結果の合計値が入力値となります。目標となる評価結果は「目標電圧より高い評価数と低い評価数が等しい」ので 16 回の評価結果に対して合計値が 8 となります。

LLC2 の出力は Normal モード遷移時のデフォルトで OFF(停止)となっております。出力の ON/OFF を切り替えるには SW1 を短押しすることで実現可能です。

3.3 保有機能

ソフトウェアにて実現する機能について説明します。

3.3.1 保護機能

ソフトウェアによる保護機能について説明します。

3.3.1.1 PFC Dynamic OVP

PFC の出力電圧を対象に、電圧がある閾値を超えた場合にその閾値を下回るまで出力を一時的に停止する機能を保有しており、その機能を PFC の Dynamic OVP (Over Voltage Protection)と定義しています。

本サンプル・プログラムでは、Dynamic OVP の検出電圧閾値を 400V に設定しています。

3.3.1.2 PFC OVP

PFC の出力電圧を対象に、電圧がある閾値を超えた場合ソフトウェア制御で PFC の出力を強制的に停止する機能を保有しており、その機能を PFC の OVP と定義しています。OVP の検出電圧閾値は Dynamic OVP の検出電圧閾値より高く設定されます。

本サンプル・プログラムでは、OVP の検出電圧閾値は 430V に設定しています。

3.3.1.3 LLC Dynamic OVP

LLC の PI 制御時において制御対象となる出力周波数の計算結果を対象に、出力周波数がある閾値を超えた場合に LLC の出力を強制的に停止する機能を保有しており、その機能を LLC の Dynamic OVP と定義しています。

本サンプル・プログラムでは、LLC1 と LLC2 共通で OVP 検出周波数閾値は 300kHz に設定しています。

3.3.2　負荷推計機能

ソフトウェアで実現している負荷推計機能について説明します。

本ボードの出力端子に接続されている負荷をソフトウェアの内部パラメータから推計する機能です。ソフトウェアではこの機能にて推計した負荷を元に、PFC 出力モードを切り替える判定や最大周波数リミット機能有効時の最適周波数判断を行います。

3.3.2.1　PFC On 幅を使用した推計

PFC マスタ端子の On 幅設定値をベースに負荷を推計する機能です。

AC100V 単相、AC100V 2 相、AC230V 単相の 3 パターンにおいて 10W 刻みの負荷条件における PFC On 幅設定値をプロットし、負荷と On 幅の関係との直線近似式を立式します。下表に示した近似式での精度は実測ベースで±10W 程度です。

表 3.5 条件別 PFC On 幅を使用した負荷推計直線近似式

入力電圧	PFC 出力モード	直線近似式
AC100V	単相	$watt = 0.2601 \times onWidth - 22.543$
	2 相	$watt = 0.4878 \times onWidth - 39.0244$
AC230V	単相	$watt = 1.282 \times onWidth - 3.846$

ただし、onWidth は PFC の On 幅設定値、watt は負荷電力(単位：W)で watt≧0

3.3.3　効率改善機能

ソフトウェアで実現している効率改善機能について説明します。

3.3.3.1　PFC 最大周波数リミット ON/OFF 機能

RL78/G24 の 16 ビット・タイマ KB には最大周波数リミット機能があります。最大周波数リミット機能は、臨界導通モードの PFC 制御において過剰に高い周波数でのスイッチングを抑止することを目的に、設定した最大周波数より早いタイミングで ZCD 検出トリガが発生した場合に、設定した最大周波数までリスタートを保留することができます。リスタートを保留にしている間は電流不連続モードで動作することとなりますが、MOSFET のスイッチングロスを軽減することができるため、効率を改善することが可能です。

本機能はデフォルトで OFF(制限なし)になっており、ON/OFF 切り替えは SW1 を 2 秒以上の長押しすることで実現できます。

AC100V と AC230V の 2 パターンにおいて複数の負荷条件における最適(高効率)な最大周波数を調査し、負荷と最適な最大周波数のテーブルを作成します。

ソフトウェアで設定している負荷と最適な最大周波数設定は以下です。

ただし AC230V で負荷を 300W 以上かける際は、本機能を ON にしないでください。

動作が不安定になる可能性があります。

表 3.6 負荷別最適最大周波数設定(AC100V)

負荷範囲	最大周波数
0W ≦ watt ＜ 45W	120kHz
45W ≦ watt ＜ 90W	200kHz
90W ≦ watt ＜ 125W	120kHz
125W ≦ watt ＜ 275W	200kHz
275W ≦ watt ＜ 325W	120kHz
325W ≦ watt ＜ 375W	200kHz
375W ≦ watt	120kHz

表 3.7 負荷別最適最大周波数設定(AC230V)

負荷範囲	最大周波数
0W ≦ watt ＜ 45W	240kHz
45W ≦ watt ＜ 175W	120kHz
175W ≦ watt ＜ 275W	240kHz
275W ≦ watt ＜ 325W	260kHz
325W ≦ watt＜375	180kHz
375W≦ watt	260kHz

3.3.4　過渡特性改善機能

ソフトウェアで実現している過渡特性改善機能について説明します。

3.3.4.1　AC ゼロクロスタイミングでの PFC 出力モード切り替え (オプション)

PFC の出力モードは負荷の大小によって切り替わります。デフォルトの切り替え機能では、出力モードの切り替わるタイミングは AC 入力電圧のどのタイミングで合っても切り替わります。そのため、シングルからインターリーブへの切り替え時にソフトスタート処理を、また、インターリーブからシングルへの切り替え時にソフトエンド処理を介して出力モードを切り替えています。ソフトスタート及びソフトエンドはモード切り替わり時のリップルを小さくする目的で採用していますが、この処理を介することで遷移時間を要するため、その処理分過渡応答時間が長くなります。

本機能は、インターリーブからシングルへの切り替え時にのみ有効な機能として、AC 入力電圧のゼロクロスタイミングにてソフトエンド処理なしで出力モードを切り替えます。これにより過渡特性を改善することができます。本機能は、デフォルトの設定では無効になっています。

3.3.4.2　PFC ゲイン動的補正 (オプション)

入力電圧の変化や負荷急変時の応答改善を目的として、PFC のゲインを動的に変更する機能を提供しています。本機能は、比例ゲイン Kp に対しの補正倍率や制御回路の極点周波数からのゼロ・ポイント周波数(f_Z)を設定できる関数です。本オプションを利用することで動的補正機能を実現可能です。本機能は、デフォルトの設定では無効になっています。

3.3.4.3　PFC エネルギー補正機能

PFC は回路構成上、シングル出力時とインターリーブ出力時で同じ ON 幅で得られる出力エネルギーは異なります。

そのため、ON 幅設定の調整なく出力モードをシングルからインターリーブ、または、インターリーブからシングルに切り替えると出力エネルギーが変化してしまい、結果として PFC 出力電圧にリップルが発生します。

これを補正するため、シングル出力時の ON 幅で得られるエネルギーを元にインターリーブ出力時で同エネルギーを得られる ON 幅に変換できる式を実装しています。

本機能はデフォルトで有効になっており、オプション設定により無効化することも可能です。

3.3.5　デバッグ機能

ソフトウェアによるデバッグ機能について説明します。

3.3.5.1　PFC ON 幅出力機能(オプション)

本機能は、PFC のマスタ側 ON 幅(TKBCR11 レジスタ設定値)を UART で出力する機能です。

本オプションを有効にし、デバッグボード経由で PC と接続することで、ターミナルソフト上で ON 幅をモニタリングすることが可能です。

出力内容は 8 桁の 16 進数表記で、2ms 間隔で最新の ON 幅を出力します。
時間単位[us]へは以下の式で変換可能です。

PFC マスタ側 ON 時間[us] = 出力値 / 96×10^6

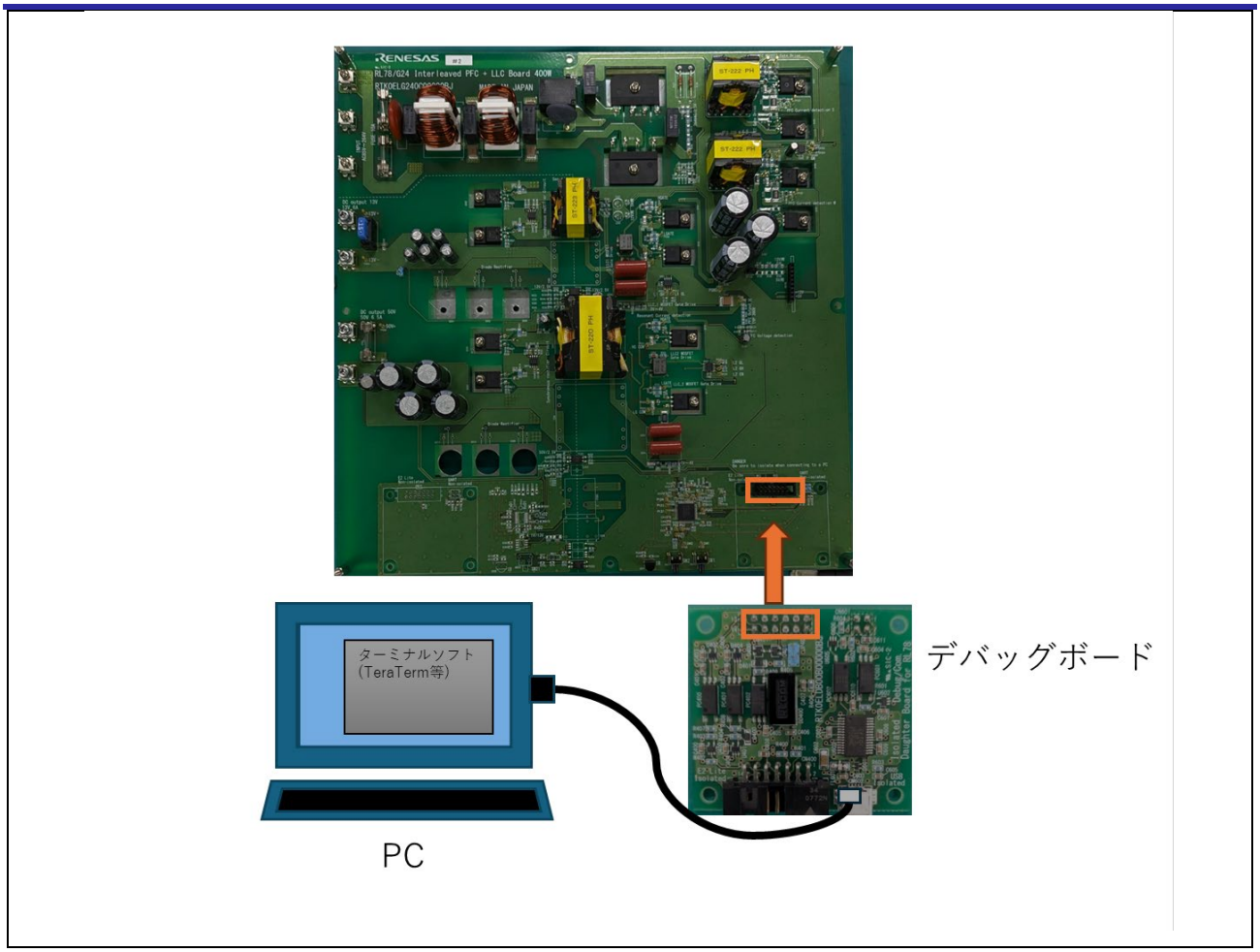


図 3.6 デバッグ機能接続

表 3.8 通信設定

項目	設定
通信速度	11520bps
データビット	8bit
ストップビット	なし
フロー制御	なし

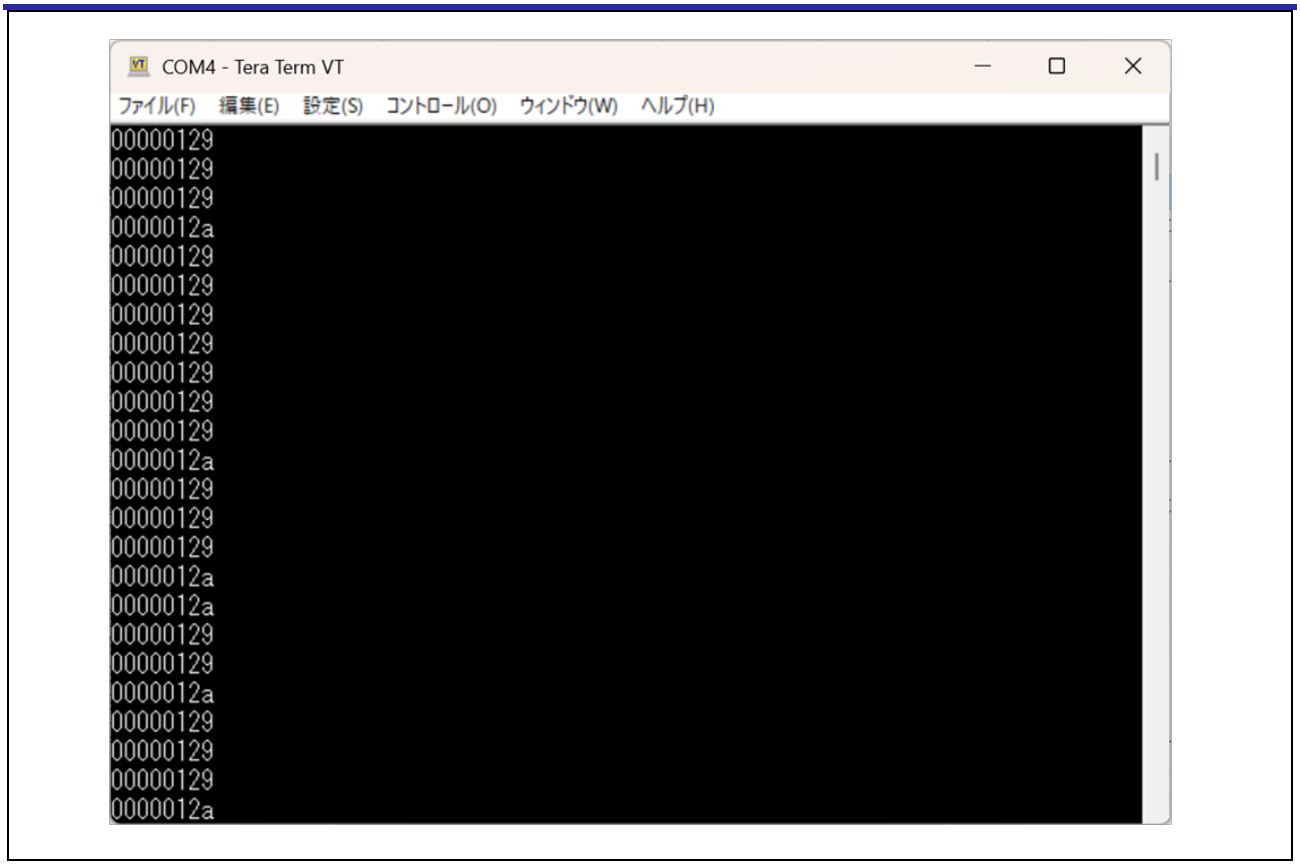


図 3.7 ターミナルソフト出力例

注意：本機能は QE for lighting & Power で生成した場合は無効化されます。

3.4 PI 制御式の係数の計算

PFC および LLC の出力電圧の定電圧制御は PI 制御によるフィードバック処理を使用することによって実現できます。以降にそれぞれの PI 制御式とその係数計算について記載します。

3.4.1 PFC

3.4.1.1 PI 制御式

PFC PI フィードバックの式を以下に示します。

$$D(n) = D(n-1) + A_1 \times E(n) + A_2 \times E(n-1)$$

$D(n)$: 最新の PWM 出力 On 幅

$D(n-1)$: 前回の PWM 出力 On 幅

$E(n)$: 最新の誤差値 = (A/D 変換目標値) – (最新の A/D 変換測定値)

$E(n-1)$: 前回の誤差値 = (A/D 変換目標値) – (前回の A/D 変換測定値)

A_1, A_2: 係数

フィードバック係数 A_1 および A_2 は次式から得られます。

$$A_1 = (\pi \times f_Z \times T + 1) \times K_p$$
$$A_2 = (\pi \times f_Z \times T - 1) \times K_p$$

π: パイ(円周率)

f_Z: ゼロ・ポイント周波数

T: フィードバック周期

K_p: 比例定数

つまり、係数 A_1 および A_2 は、3 つのパラメータf_Z、T、K_pを判断することによって計算できます。

3.4.1.2 制御回路の極点周波数からのゼロ・ポイント周波数(f_Z)の計算

この制御回路には LC 回路の極点があります。この極点周波数はカットオフ周波数に等しいとみなすことができます。カットオフ周波数をf_cとすると L = 175μH、C = 300 μFの場合は次の値が得られます。

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \fallingdotseq 2.18KHz$$

このカットオフ周波数f_cより低いゼロ・ポイント周波数f_zを選択します。

$$f_z = 2Hz$$

3.4.1.3 ゼロ・ポイント周波数(f_Z)からのフィードバック周期(T)の計算

サンプリング定理より、フィードバック周期Tの逆数に等しいサンプリング周波数はゼロ・ポイント周波数f_Zの 2 倍以上でなければなりません。

つまり、フィードバック周期Tとゼロ・ポイント周波数f_Zの関係は、次式とする必要があります。

$$T < \frac{1}{2f_Z}$$

したがって、f_Z = 2Hz とするとフィードバック周期Tは 250ms 未満でなければなりません。

本サンプル・プログラムでは、フィードバック周期Tを次のように設定しております。

$$T = 400\mu s$$

3.4.1.4 マイクロコントローラの利得(ADC 入力／PWM 出力)からの比例定数K_pの計算

マイクロコントローラの利得(A/D コンバータ入力／PWM 出力)は、A/D 変換分解能と PWM 分解能に対する出力電圧の変化に注目することによって計算できます。

まず、固有の A/D 変換分解能に対する出力電圧の変化を判断する必要があります。出力電圧が V_{out}、フィードバック電圧の A/D 変換結果が X、A/D 変換分解能が M ビット、ADC 基準電圧が V_{REF} であるとき、次式が成り立ちます。

$$V_{out} = \frac{V_{REF} \times X}{2^M}$$

ここで、1 に等しい A/D 変換値(X=1)に対する出力電圧の変化をv_{AD}とすると、次の結果が得られます。

$$v_{AD} = \frac{V_{REF}}{2^M}$$

次に、固有の PWM 分解能に対する出力電圧の変化を判断する必要があります。出力電圧が V_{out}、入力電圧が V_{in}、(PWM 出力の On 幅レジスタ値+1)が Y、PWM 出力分解能が N ビットであるとき、次式が成り立ちます。

$$V_{out} = \frac{V_{in} \times Y}{2^N}$$

ここで、1 に等しい PWM On 幅値(Y=1)に対する出力電圧の変化をv_{PWM}とすると、次の結果が得られます。

$$v_{PWM} = \frac{V_{in}}{2^N}$$

したがって、利得v_{PWM}/ v_{AD}は上式から以下と推定します。

$$\frac{v_{PWM}}{v_{AD}} = \frac{V_{in}}{V_{REF}} \times 2^{(M-N)}$$

A/D 変換分解能 M が 12 ビット、PWM 出力分解能が 16 ビット、入力電圧V_{in}が 264V(AC230V 印加時)、A/D コンバータ基準電圧V_{REF}が 5V であることを考慮すると、次の利得結果が得られます。

$$\frac{v_{PWM}}{v_{AD}} = \frac{264}{5} \times 2^{(12-16)} = 3.3125$$

比例定数は、この利得の逆数よりも小さい値に設定する必要があります。

$$K_p < \frac{1}{\left(\frac{v_{PWM}}{v_{AD}}\right)} \cong 0.302$$

ここでは、K_pを次のように選択します。

$$K_p = 0.25$$

上記の結果から、PI 制御係数A_1及びA_2を計算することができます。

$$A_1 = 0.25031$$
$$A_2 = -0.24969$$

本サンプル・プログラムでは、両方の係数は PWM On 幅及び誤差値と同様に整数変数を取得し、計算を容易にするために、2^{16}(=65536)を乗算します。

$$A_1 = 16425$$
$$A_2 = -16343$$

3.4.2 LLC1

3.4.2.1 PI 制御式

LLC1 PI フィードバックの式を以下に示します。

$$P(n) = P(n-1) + A_1 \times E(n) + A_2 \times E(n-1)$$

$P(n)$: 最新の PFM 出力周期

$P(n-1)$: 前回の PFM 出力周期

$E(n)$: 最新の誤差値 = (A/D 変換目標値) – (最新の A/D 変換測定値)

$E(n-1)$: 前回の誤差値 = (A/D 変換目標値) – (前回の A/D 変換測定値)

A_1, A_2: 係数

フィードバック係数 A_1 および A_2 は次式から得られます。

$$A_1 = (\pi \times f_Z \times T + 1) \times K_p$$
$$A_2 = (\pi \times f_Z \times T - 1) \times K_p$$

π: パイ(円周率)

f_Z: ゼロ・ポイント周波数

T: フィードバック周期

K_p: 比例定数

つまり、係数 A_1 および A_2 は、3 つのパラメータf_Z、T、K_pを判断することによって計算できます。

3.4.2.2 制御回路の極点周波数からのゼロ・ポイント周波数(f_Z)の計算

この制御回路には LC 回路の極点があります。この極点周波数はカットオフ周波数に等しいとみなすことができます。カットオフ周波数をf_cとすると L = 600μH、C = 44 nFの場合は次の値が得られます。

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 30.975KHz$$

このカットオフ周波数f_cより低いゼロ・ポイント周波数f_zを選択します。

$$f_z = 1.5KHz$$

3.4.2.3 ゼロ・ポイント周波数(f_Z)からのフィードバック周期(T)の計算

サンプリング定理より、フィードバック周期Tの逆数に等しいサンプリング周波数はゼロ・ポイント周波数f_Zの 2 倍以上でなければなりません。

つまり、フィードバック周期Tとゼロ・ポイント周波数f_Zの関係は、次式とする必要があります。

$$T < \frac{1}{2f_Z}$$

したがって、f_Z = 1.5KHz とするとフィードバック周期Tは 333.3us 未満でなければなりません。

本サンプル・プログラムでは、フィードバック周期Tは次のように設定しております。

$$T = 200\mu s$$

3.4.2.4 マイクロコントローラの利得(ADC 入力／PFM 出力)からの比例定数K_pの計算

マイクロコントローラの利得(A/D コンバータ入力／PFM 出力)は、A/D 変換分解能と PFM 分解能に対する出力電圧の変化に注目することによって取得できます。

まず、固有の A/D 変換分解能に対する出力電圧の変化を判断する必要があります。出力電圧が V_{out}、フィードバック電圧の A/D 変換結果が X、A/D 変換分解能が M ビット、ADC 基準電圧が V_{REF} であるとき、次式が成り立ちます。

$$V_{out} = \frac{V_{REF} \times X}{2^M}$$

ここで、1 に等しい A/D 変換値(X=1)に対する出力電圧の変化をv_{AD}とすると、次の結果が得られます。

$$v_{AD} = \frac{V_{REF}}{2^M}$$

次に、固有の PFM 分解能に対する出力電圧の変化を判断する必要があります。出力電圧が V_{out}、入力電圧が V_{in}、(PFM 出力の周期レジスタ値+1)が Y、PFM 出力分解能が N ビットであるとき、次式が成り立ちます。

$$V_{out} = \frac{V_{in} \times Y}{2^N}$$

ここで、1 に等しい PFM 周期値(Y=1)に対する出力電圧の変化をv_{PWM}とすると、次の結果が得られます。

$$v_{PWM} = \frac{V_{in}}{2^N}$$

したがって、利得v_{PWM}/ v_{AD}は上式から以下と推定します。

$$\frac{v_{PWM}}{v_{AD}} = \frac{V_{in}}{V_{REF}} \times 2^{(M-N)}$$

A/D 変換分解能 M が 12 ビット、PFM 出力分解能が 16 ビット、入力電圧V_{in}が 386V、A/D コンバータ基準電圧V_{REF}が 5V であることを考慮すると、次の利得結果が得られます。

$$\frac{v_{PWM}}{v_{AD}} = \frac{386}{5} \times 2^{(12-6)} = 4.825$$

比例定数は、この利得の逆数よりも小さい値に設定する必要があります。

$$K_p < \frac{1}{\left(\frac{v_{PWM}}{v_{AD}}\right)} = 0.207$$

ここでは、K_pを次のように選択します。

$$K_p = 0.015625$$

上記の結果から、PI 制御係数A_1及びA_2を計算することができます。

$$A_1 = 0.030361$$
$$A_2 = -0.000899$$

本サンプル・プログラムでは、両方の係数は PFM 周期及び誤差値と同様に整数変数を取得し、計算を容易にするために、2^{16}(=65536)を乗算します。

$$A_1 = 1989$$
$$A_2 = -59$$

3.4.3 LLC2

3.4.3.1 PI 制御式

LLC2 PI フィードバックの式を以下に示します。

$$P(n) = P(n-1) + A_1 \times E(n) + A_2 \times E(n-1)$$

$P(n)$: 最新の PFM 出力周期

$P(n-1)$: 前回の PFM 出力周期

$E(n)$: 最新の誤差値 = (A/D 変換目標値) – (最新の A/D 変換測定値)

$E(n-1)$: 前回の誤差値 = (A/D 変換目標値) – (前回の A/D 変換測定値)

A_1, A_2: 係数

フィードバック係数 A_1 および A_2 は次式から得られます。

$$A_1 = (\pi \times f_Z \times T + 1) \times K_p$$
$$A_2 = (\pi \times f_Z \times T - 1) \times K_p$$

π: パイ(円周率)

f_Z: ゼロ・ポイント周波数

T: フィードバック周期

K_p: 比例定数

つまり、係数 A_1 および A_2 は、3 つのパラメータf_Z、T、K_pを判断することによって計算できます。

3.4.3.2 制御回路の極点周波数からのゼロ・ポイント周波数(f_Z)の計算

この制御回路には LC 回路の極点があります。この極点周波数はカットオフ周波数に等しいとみなすことができます。カットオフ周波数をf_cとすると L = 500μH、C = 44 nFの場合は次の値が得られます。

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 33.931KHz$$

このカットオフ周波数f_cより低いゼロ・ポイント周波数f_zを選択します。

$$f_z = 1.25KHz$$

3.4.3.3 ゼロ・ポイント周波数(f_Z)からのフィードバック周期(T)の計算

サンプリング定理より、フィードバック周期Tの逆数に等しいサンプリング周波数はゼロ・ポイント周波数f_Zの 2 倍以上でなければなりません。

つまり、フィードバック周期Tとゼロ・ポイント周波数f_Zの関係は、次式とする必要があります。

$$T < \frac{1}{2f_Z}$$

したがって、f_Z = 1.25KHz とするとフィードバック周期Tは 400us 未満でなければなりません。

本サンプル・プログラムでは、フィードバック周期Tは次のように設定しております。

$$T = 200\mu s$$

3.4.3.4 マイクロコントローラの利得(ADC 入力／PFM 出力)からの比例定数K_pの計算

マイクロコントローラの利得(A/D コンバータ入力／PFM 出力)は、A/D 変換分解能と PFM 分解能に対する出力電圧の変化に注目することによって取得できます。

まず、固有の A/D 変換分解能に対する出力電圧の変化を判断する必要があります。出力電圧が V_{out}、フィードバック電圧の A/D 変換結果が X、A/D 変換分解能が M ビット、ADC 基準電圧が V_{REF} であるとき、次式が成り立ちます。

$$V_{out} = \frac{V_{REF} \times X}{2^M}$$

ここで、1 に等しい A/D 変換値(X=1)に対する出力電圧の変化をv_{AD}とすると、次の結果が得られます。

$$v_{AD} = \frac{V_{REF}}{2^M}$$

次に、固有の PFM 分解能に対する出力電圧の変化を判断する必要があります。出力電圧が V_{out}、入力電圧が V_{in}、(PFM 出力の周期レジスタ値+1)が Y、PFM 出力分解能が N ビットであるとき、次式が成り立ちます。

$$V_{out} = \frac{V_{in} \times Y}{2^N}$$

ここで、1 に等しい PFM 周期値(Y=1)に対する出力電圧の変化をv_{PWM}とすると、次の結果が得られます。

$$v_{PWM} = \frac{V_{in}}{2^N}$$

したがって、利得v_{PWM}/ v_{AD}は上式から以下と推定します。

$$\frac{v_{PWM}}{v_{AD}} = \frac{V_{in}}{V_{REF}} \times 2^{(M-N)}$$

A/D 変換分解能 M が 12 ビット、PFM 出力分解能が 16 ビット、入力電圧V_{in}が 386V、A/D コンバータ基準電圧V_{REF}が 5V であることを考慮すると、次の利得結果が得られます。

$$\frac{v_{PWM}}{v_{AD}} = \frac{386}{5} \times 2^{(12-6)} = 4.825$$

比例定数は、この利得の逆数よりも小さい値に設定する必要があります。

$$K_p < \frac{1}{\left(\frac{v_{PWM}}{v_{AD}}\right)} = 0.207$$

ここでは、K_pを次のように選択します。

$$K_p = 0.059375$$

上記の結果から、PI 制御係数A_1及びA_2を計算することができます。

$$A_1 = 0.106008$$
$$A_2 = -0.012742$$

本サンプル・プログラムでは、両方の係数は PFM 周期及び誤差値と同様に整数変数を取得し、計算を容易にするために、2^{16}(=65536)を乗算します。

$$A_1 = 6947$$
$$A_2 = -835$$

4. テスト結果

本書の対象となるハードウェア及びソフトウェアを使用してテストを実施しました。テストの結果を記載します。

4.1 テスト条件

以下の接続条件及び入出力条件にて動作を確認しております。

4.1.1 接続環境

ハードウェアの接続環境を図 4.1 に記載します。

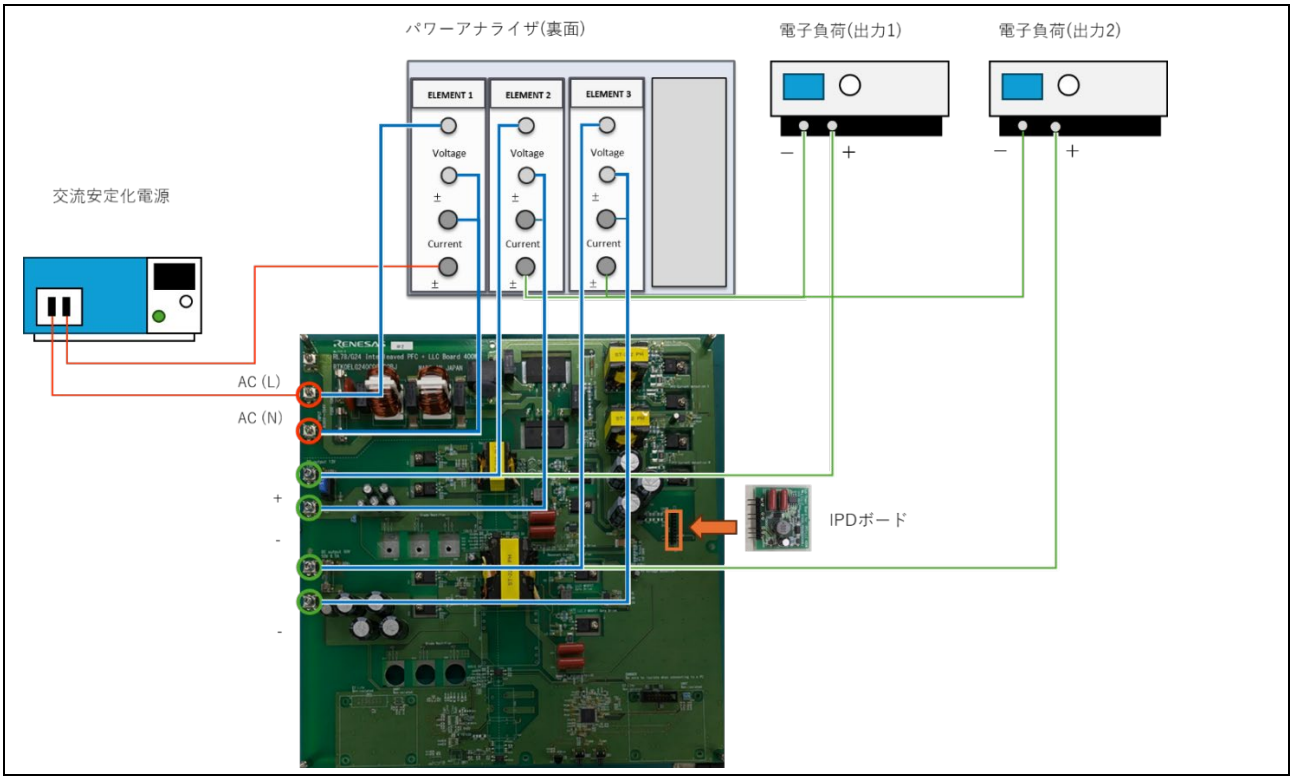


図 4.1 テスト接続環境

また、接続に使用した各機材の型番を表 4.1 に記載します。

表 4.1 テスト接続機材型番一覧

項目	型番
交流安定化電源	菊水電子工業製 PCR500MA
電子負荷(出力 1)	計測技術研究所製 ELC-1005
電子負荷(出力 2)	菊水電子工業製 PLZ1003WH
パワーアナライザ	横河計測社製 WT500

4.1.2　入力条件

テスト実施時の入力条件は以下です。

表 4.2 テスト入力条件

項目	値
入力電圧	AC100V, AC230V
周波数	60Hz
電流制限	6A

4.1.3　負荷条件

テスト実施時の負荷条件は以下です。

表 4.3 テスト負荷条件

項目	条件	値
出力 1 側電子負荷電流	Standby 時	0.015A
	Normal 時	0.015A～6A
出力 2 側電子負荷電流	Standby 時	0.1A
	Normal 時	0.1A～6.5A

4.2　待機電力

Standby モード時の待機電力を測定した結果を示します。

表 4.4 待機電力

入力電圧	出力 1 の負荷電力	待機電力
AC100V	0.15W	279.422mW
AC230V	0.15W	275.439mW

4.3　効率・力率

Normal モード時において負荷別の効率と力率を測定した結果を記載します。

最大周波数リミット機能の ON 時と OFF 時のそれぞれの結果を記載します。

4.3.1　AC100V 印加時

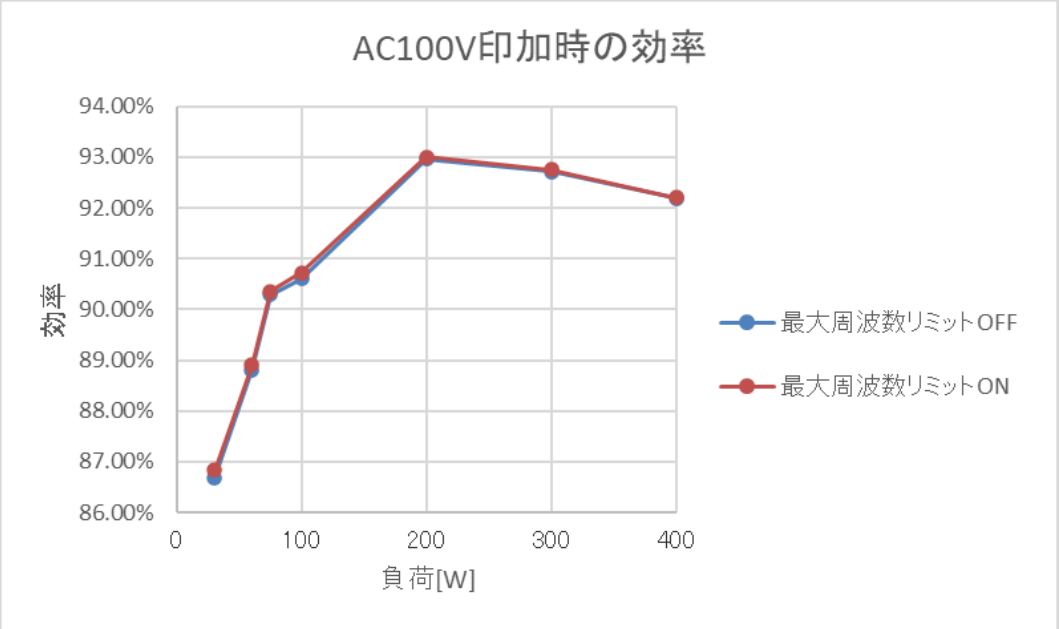


図 4.2 AC100V 印加時の負荷-効率

表 4.5 AC100V 印加時の効率・力率(最大周波数リミット OFF 時

V_{in}[V]	I_{in}[A]	P_{in}[W]	V_{out1}[V]	I_{out1}[A]	P_{out1}[W]	V_{out2}[V]	I_{out2}[A]	P_{out2}[W]	効率	力率
100.08	0.3793	36.10	12.932	2.4161	31.25	0.000	0.000	0.000	86.69%	95.08%
100.05	0.7139	69.86	12.930	2.4161	31.24	49.114	0.626	30.766	88.81%	97.79%
100.40	0.8642	84.98	12.929	2.4161	31.24	49.111	0.926	45.474	90.29%	98.30%
100.00	1.1434	111.81	12.929	2.4161	31.24	49.116	1.427	70.070	90.61%	97.74%
99.95	2.1937	217.10	12.930	2.4162	31.24	49.086	3.474	170.560	92.96%	99.03%
99.86	3.2750	325.20	12.927	2.416	31.24	49.062	5.509	270.330	92.72%	99.45%
99.76	4.4085	438.20	12.893	6.117	78.87	49.047	6.629	325.160	92.19%	99.65%

表 4.6 AC100V 印加時の効率・力率(最大周波数リミット ON 時)

V_{in}[V]	I_{in}[A]	P_{in}[W]	V_{out1}[V]	I_{out1}[A]	P_{out1}[W]	V_{out2}[V]	I_{out2}[A]	P_{out2}[W]	効率	力率
100.08	0.3791	36.16	12.932	2.416	34.25	0.000	0.000	0.000	86.83%	95.28%
100.50	0.7133	69.79	12.929	2.416	31.24	49.114	0.626	30.762	88.90%	97.80%
100.40	0.8638	84.38	12.929	2.4161	31.24	49.110	0.926	45.474	90.35%	98.30%
100.01	1.1396	112.27	12.927	2.4161	31.24	49.101	1.438	70.620	90.72%	98.51%
99.94	2.1932	217.10	12.929	2.4163	31.25	49.085	3.474	170.550	93.01%	99.03%
99.85	3.2756	325.20	12.927	2.416	31.24	49.062	5.509	270.330	92.75%	99.45%
99.76	4.4081	438.20	12.892	6.117	78.87	49.047	6.629	325.160	92.21%	99.65%

4.3.2　AC230V 印加時

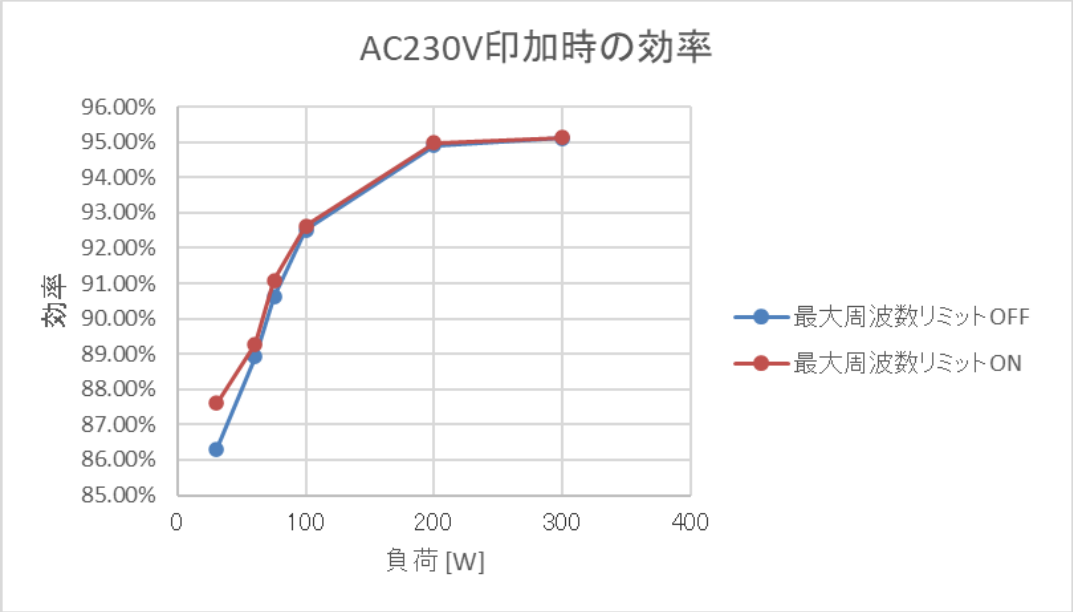


図 4.3 AC230V 印加時の負荷-効率

表 4.7 AC230V 印加時の効率・力率(最大周波数リミット OFF 時)

V_{in}[V]	I_{in}[A]	P_{in}[W]	V_{out1}[V]	I_{out1}[A]	P_{out1}[W]	V_{out2}[V]	I_{out2}[A]	P_{out2}[W]	効率	力率
230.01	0.2534	35.54	12.932	2.416	31.25	0.000	0.000	0.000	86.30%	61.30%
230.21	0.3473	69.22	12.930	2.4162	31.25	49.116	0.617	30.285	88.92%	86.45%
230.20	0.4123	85.22	12.930	2.4162	31.25	49.111	0.936	45.983	90.61%	89.78%
230.18	0.5131	109.63	12.930	2.4162	31.25	49.105	1.429	70.170	92.51%	92.80%
230.16	0.9517	212.28	12.930	2.4162	31.25	49.088	3.464	170.070	94.90%	97.06%
230.14	1.4031	317.74	12.930	2.4162	31.25	49.068	5.519	270.840	95.10%	98.39%
230.09	1.8703	425.74	12.896	6.116	78.89	49.055	6.628	325.190	95.00%	98.85%

表 4.8 AC230V 印加時の効率・力率(最大周波数リミット ON 時)

V_{in}[V]	I_{in}[A]	P_{in}[W]	V_{out1}[V]	I_{out1}[A]	P_{out1}[W]	V_{out2}[V]	I_{out2}[A]	P_{out2}[W]	効率	力率
229.86	0.2440	36.65	12.930	2.4154	31.24	0.000	0.000	0.000	87.61%	73.04%
230.22	0.3542	68.95	12.930	2.416	31.25	49.115	0.617	30.282	89.28%	84.57%
230.21	0.4213	84.81	12.930	2.4161	31.24	49.111	0.936	45.980	91.09%	87.43%
230.20	0.5330	109.48	12.930	2.4162	31.24	49.105	1.429	70.160	92.63%	89.25%
230.16	0.9484	212.19	12.930	2.4162	31.25	49.087	3.464	170.070	94.97%	97.22%
230.13	1.4131	317.69	12.930	2.416	31.24	49.068	5.519	270.840	95.14%	98.39%

5. 注意事項

- 本サンプルアプリケーションは RL78/G24 による Interleaved CrM PFC and LLC 制御に合わせた構成・動作となっています。
- 本サンプルアプリケーションが提供する動作はあくまでもサンプルです。アプリケーション層は、使用目的に合わせた設計変更・評価を行ってください。

6. 参考ドキュメント

RL78/G24 ユーザーズマニュアル ハードウェア編 (R01UH0961)

RL78 ファミリ ユーザーズマニュアル ソフトウェア編 (R01US0015)

(最新版をルネサスエレクトロニクスホームページから入手してください。)

テクニカルアップデート／テクニカルニュース

(最新版の情報をルネサスエレクトロニクスホームページから入手してください。)

改訂記録

Rev.	発行日	改訂内容	
		ページ	ポイント
1.00	2026/3/19	—	初版

製品ご使用上の注意事項

ここでは、マイコン製品全体に適用する「使用上の注意事項」について説明します。個別の使用上の注意事項については、本ドキュメントおよびテクニカルアップデートを参照してください。

1. 静電気対策
   CMOS 製品の取り扱いの際は静電気防止を心がけてください。CMOS 製品は強い静電気によってゲート絶縁破壊を生じることがあります。運搬や保存の際には、当社が出荷梱包に使用している導電性のトレーやマガジンケース、導電性の緩衝材、金属ケースなどを利用し、組み立て工程にはアースを施してください。プラスチック板上に放置したり、端子を触ったりしないでください。また、CMOS 製品を実装したボードについても同様の扱いをしてください。
2. 電源投入時の処置
   電源投入時は、製品の状態は不定です。電源投入時には、LSI の内部回路の状態は不確定であり、レジスタの設定や各端子の状態は不定です。外部リセット端子でリセットする製品の場合、電源投入からリセットが有効になるまでの期間、端子の状態は保証できません。同様に、内蔵パワーオンリセット機能を使用してリセットする製品の場合、電源投入からリセットのかかる一定電圧に達するまでの期間、端子の状態は保証できません。
3. 電源オフ時における入力信号
   当該製品の電源がオフ状態のときに、入力信号や入出力プルアップ電源を入れないでください。入力信号や入出力プルアップ電源からの電流注入により、誤動作を引き起こしたり、異常電流が流れ内部素子を劣化させたりする場合があります。資料中に「電源オフ時における入力信号」についての記載のある製品は、その内容を守ってください。
4. 未使用端子の処理
   未使用端子は、「未使用端子の処理」に従って処理してください。CMOS 製品の入力端子のインピーダンスは、一般に、ハイインピーダンスとなっています。未使用端子を開放状態で動作させると、誘導現象により、LSI 周辺のノイズが印加され、LSI 内部で貫通電流が流れたり、入力信号と認識されて誤動作を起こす恐れがあります。
5. クロックについて
   リセット時は、クロックが安定した後、リセットを解除してください。プログラム実行中のクロック切り替え時は、切り替え先クロックが安定した後に切り替えてください。リセット時、外部発振子（または外部発振回路）を用いたクロックで動作を開始するシステムでは、クロックが十分安定した後、リセットを解除してください。また、プログラムの途中で外部発振子（または外部発振回路）を用いたクロックに切り替える場合は、切り替え先のクロックが十分安定してから切り替えてください。
6. 入力端子の印加波形
   入力ノイズや反射波による波形歪みは誤動作の原因になりますので注意してください。CMOS 製品の入力がノイズなどに起因して、V_{IL}（Max.）から V_{IH}（Min.）までの領域にとどまるような場合は、誤動作を引き起こす恐れがあります。入力レベルが固定の場合はもちろん、V_{IL}（Max.）から V_{IH}（Min.）までの領域を通過する遷移期間中にチャタリングノイズなどが入らないように使用してください。
7. リザーブアドレス（予約領域）のアクセス禁止
   リザーブアドレス（予約領域）のアクセスを禁止します。アドレス領域には、将来の拡張機能用に割り付けられている リザーブアドレス（予約領域）があります。これらのアドレスをアクセスしたときの動作については、保証できませんので、アクセスしないようにしてください。
8. 製品間の相違について
   型名の異なる製品に変更する場合は、製品型名ごとにシステム評価試験を実施してください。同じグループのマイコンでも型名が違うと、フラッシュメモリ、レイアウトパターンの相違などにより、電気的特性の範囲で、特性値、動作マージン、ノイズ耐量、ノイズ幅射量などが異なる場合があります。型名が違う製品に変更する場合は、個々の製品ごとにシステム評価試験を実施してください。

ご注意書き

1. 本資料に記載された回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報は、半導体製品の動作例、応用例を説明するものです。回路、ソフトウェアおよびこれらに関連する情報を使用する場合、お客様の責任において、お客様の機器・システムを設計ください。これらの使用に起因して生じた損害（お客様または第三者いずれに生じた損害も含みます。以下同じです。）に関し、当社は、一切その責任を負いません。
2. 当社製品または本資料に記載された製品データ、図、表、プログラム、アルゴリズム、応用回路例等の情報の使用に起因して発生した第三者の特許権、著作権その他の知的財産権に対する侵害またはこれらに関する紛争について、当社は、何らの保証を行うものではなく、また責任を負うものではありません。
3. 当社は、本資料に基づき当社または第三者の特許権、著作権その他の知的財産権を何ら許諾するものではありません。
4. 当社製品を組み込んだ製品の輸出入、製造、販売、利用、配布その他の行為を行うにあたり、第三者保有の技術の利用に関するライセンスが必要となる場合、当該ライセンス取得の判断および取得はお客様の責任において行ってください。
5. 当社製品を、全部または一部を問わず、改造、改変、複製、リバースエンジニアリング、その他、不適切に使用しないでください。かかる改造、改変、複製、リバースエンジニアリング等により生じた損害に関し、当社は、一切その責任を負いません。
6. 当社は、当社製品の品質水準を「標準水準」および「高品質水準」に分類しており、各品質水準は、以下に示す用途に製品が使用されることを意図しております。
   標準水準：　コンピュータ、OA 機器、通信機器、計測機器、AV 機器、家電、工作機械、パーソナル機器、産業用ロボット等
   高品質水準：輸送機器（自動車、電車、船舶等）、交通制御（信号）、大規模通信機器、金融端末基幹システム、各種安全制御装置等
   当社製品は、データシート等により高信頼性、Harsh environment 向け製品と定義しているものを除き、直接生命・身体に危害を及ぼす可能性のある機器・システム（生命維持装置、人体に埋め込み使用するもの等）、もしくは多大な物的損害を発生させるおそれのある機器・システム（宇宙機器と、海底中継器、原子力制御システム、航空機制御システム、プラント基幹システム、軍事機器等）に使用されることを意図しておらず、これらの用途に使用することは想定していません。たとえ、当社が想定していない用途に当社製品を使用したことにより損害が生じても、当社は一切その責任を負いません。
7. あらゆる半導体製品は、外部攻撃からの安全性を 100%保証されているわけではありません。当社ハードウェア／ソフトウェア製品にはセキュリティ対策が組み込まれているものもありますが、これによって、当社は、セキュリティ脆弱性または侵害（当社製品または当社製品が使用されているシステムに対する不正アクセス・不正使用を含みますが、これに限りません。）から生じる責任を負うものではありません。当社は、当社製品または当社製品が使用されたあらゆるシステムが、不正な改変、攻撃、ウイルス、干渉、ハッキング、データの破壊または窃盗その他の不正な侵入行為（「脆弱性問題」といいます。）によって影響を受けないことを保証しません。当社は、脆弱性問題に起因しまたはこれに関連して生じた損害について、一切責任を負いません。また、法令において認められる限りにおいて、本資料および当社ハードウェア／ソフトウェア製品について、商品性および特定目的との合致に関する保証ならびに第三者の権利を侵害しないことの保証を含め、明示または黙示のいかなる保証も行いません。
8. 当社製品をご使用の際は、最新の製品情報（データシート、ユーザーズマニュアル、アプリケーションノート、信頼性ハンドブックに記載の「半導体デバイスの使用上の一般的な注意事項」等）をご確認の上、当社が指定する最大定格、動作電源電圧範囲、放熱特性、実装条件その他指定条件の範囲内でご使用ください。指定条件の範囲を超えて当社製品をご使用された場合の故障、誤動作の不具合および事故につきましては、当社は、一切その責任を負いません。
9. 当社は、当社製品の品質および信頼性の向上に努めていますが、半導体製品はある確率で故障が発生したり、使用条件によっては誤動作したりする場合があります。また、当社製品は、データシート等において高信頼性、Harsh environment 向け製品と定義しているものを除き、耐放射線設計を行っておりません。仮に当社製品の故障または誤動作が生じた場合であっても、人身事故、火災事故その他社会的損害等を生じさせないよう、お客様の責任において、冗長設計、延焼対策設計、誤動作防止設計等の安全設計およびエージング処理等、お客様の機器・システムとしての出荷保証を行ってください。特に、マイコンソフトウェアは、単独での検証は困難なため、お客様の機器・システムとしての安全検証をお客様の責任で行ってください。
10. 当社製品の環境適合性等の詳細につきましては、製品個別に必ず当社営業窓口までお問合せください。ご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用される環境関連法令を十分調査のうえ、かかる法令に適合するようご使用ください。かかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は、一切その責任を負いません。
11. 当社製品および技術を国内外の法令および規則により製造・使用・販売を禁止されている機器・システムに使用することはできません。当社製品および技術を輸出、販売または移転等する場合は、「外国為替及び外国貿易法」その他日本国および適用される外国の輸出管理関連法規を遵守し、それらの定めるところに従い必要な手続きを行ってください。
12. お客様が当社製品を第三者に転売等される場合には、事前に当該第三者に対して、本ご注意書き記載の諸条件を通知する責任を負うものといたします。
13. 本資料の全部または一部を当社の文書による事前の承諾を得ることなく転載または複製することを禁じます。
14. 本資料に記載されている内容または当社製品についてご不明な点がございましたら、当社の営業担当者までお問合せください。

注 1. 本資料において使用されている「当社」とは、ルネサス エレクトロニクス株式会社およびルネサス エレクトロニクス株式会社が直接的、間接的に支配する会社をいいます。

注 2. 本資料において使用されている「当社製品」とは、注 1 において定義された当社の開発、製造製品をいいます。

(Rev.5.0-1 2020.10)

本社所在地

〒135-0061 東京都江東区豊洲 3-2-24（豊洲フォレシア）

www.renesas.com

お問合せ窓口

弊社の製品や技術、ドキュメントの最新情報、最寄の営業お問合せ窓口に関する情報などは、弊社ウェブサイトをご覧ください。

www.renesas.com/contact/

商標について

ルネサスおよびルネサスロゴはルネサス エレクトロニクス株式会社の商標です。すべての商標および登録商標は、それぞれの所有者に帰属します。

© 2022 Renesas Electronics Corporation. All rights reserved.