



Microchip社のSpace BriefニュースレターEdition 32へようこそ。Space Briefは宇宙産業に携わる設計エンジニア、設計マネージャ、システム エンジニア、システム設計者、コンポーネント エンジニア、放射線研究者、プログラマ マネージャの皆様Microchip社の放射線耐性強化製品の最新情報をお届けする季刊ニュースレターです。Space Briefは新製品情報、最新の認証試験および放射線耐性試験結果、顧客通知情報へのリンク、Microchip社が参加予定のワークショップおよびカンファレンス情報等を提供します。

Space Briefを職場で閲覧し、[こちら](#)から登録すればこのニュースレターを3ヶ月ごとに直接メールで受け取れる事を教えてあげてください。



Ken O'Neill, Editor

ご質問はken.oneill@microchip.comにお寄せください。

目次

- 火星探査で活躍するMicrochip社製品
- Microchip社、ヨーロッパで宇宙向けバーチャル イベントシリーズを主催
- プラスチック パッケージのRTG4™ Sub-QML FPGAが認証を取得
- フライト ヘリテージを積み重ねるRTG4™ FPGA
- SAMRH71放射線耐性強化Arm® Cortex®-M7ベースバンド マイクロコントローラ評価用キットのステップ バイステップ ガイド
- 新しい低消費電力テレメトリ コントローラ
- COTSを越える宇宙用CSAC (Chip Scale Atomic Clock)
- SAM3X8ERT耐放射線マイクロコントローラに適した参照クロック
- 基本に立ち返る: スイッチング電力コンバータを理解する - パート3: 制御

火星探査で活躍するMicrochip社製品

2021年2月、NASAのPerseverance 探査車とIngenuityヘリコプターが火星に着陸し、「宇宙探査史上初」を次々に達成し始めています。初の他惑星におけるロボティック フライト、火星の岩石サンプルを地球に持ち帰る初のミッション、火星上で二酸化炭素から酸素を生成する初の試み、他惑星における初の録音等、これらはほんの数例に過ぎません。Microchip社は、これらの偉業を成し遂げたNASAジェット推進研究所(JPL)ならびに科学技術チームの奮闘と革新的取り組みを心から称賛いたします。そして、Microchip社のFPGA、マイクロコントローラ(MCU)、マイクロプロセッサ(MPU)、オシレータ、ダイオード、トランジスタがPerseverance探査車とIngenuityヘリコプター内の多くのシステムと計測機器の成功に不可欠の役割を果たしている事を誇りに思います。

火星探査における弊社製品の実績は数10年に及びます。Sojourner (1996年打ち上げ) に始まり、SpiritおよびOpportunity (2003年打ち上げ)、 Curiosity (2011年打ち上げ)を経て今回のPerseveranceまで、Microchip社はNASAの火星探査車にデバイスを提供してきました。弊社製品はPhoenixおよびInSight 火星探査機にも搭載されています。さらに弊社の製品は火星周回探査機Mars Express、Mars Reconnaissance Orbiter、Mangalyaan、ExoMars Trace Gas Orbiter (TGO)、 MAVENの全てで科学調査用計測機器とスペースクラフト バス内のミッションクリティカルな機能向けに使われています。

弊社は、今後も火星探査ミッションをサポートできる事を楽しみにしています。Microchip社の製品がお客様の宇宙ミッション要件の達成にどのように役立つか、弊社の宇宙チームにお気軽にお問い合わせください。目的が地球、月、火星、その他の惑星のいずれであっても、Microchip社はお客様のお手伝いをいたします。



ご質問は以下にお寄せください:
ken.oneill@microchip.com

Microchip社、ヨーロッパで宇宙向けバーチャル イベントシリーズを主催

過去数十年にわたり、弊社は業界で最も包括的な宇宙製品ポートフォリオを提供してきました。これらの放射線耐性強化および耐放射線ソリューションには高性能MCU、MPU、FPGA、メモリ、通信インターフェイス、周波数/タイミングソリューション、ミクストシグナルIC、カスタム電源、ダイオード、トランジスタ、RF部品等が含まれます。Microchip社はヨーロッパの宇宙エコシステムへの主要貢献者として製品開発、ヨーロッパ内の認定サプライチェーン、ESCC (European Space Components Coordination)認定ソリューションを提供しています。

5月18日(火曜日)から6月末まで、弊社は宇宙産業の欧州共同体を対象とする週1回のオンライン セミナーを主催しました。各1時間のライブイベントは英語で提供され、特定のトピックに関するプレゼンテーションの後に、弊社エキスパートおよびサポートチームとの討論の場が設けられました。

これらのセッションでは、弊社エキスパートが様々なトピックを取り上げ、Microchip社ソリューションが宇宙アプリケーションにもたらすユニークな可能性を紹介しました。

イベントの詳細

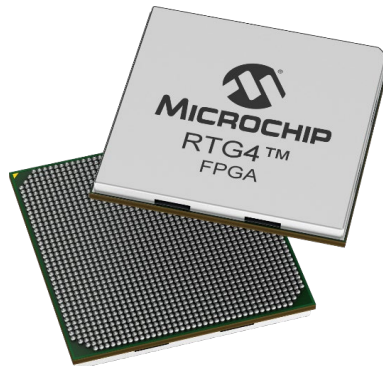
このバーチャル イベントの詳細は、ken.oneill@microchip.com にお問い合わせください。

製品ニュース

プラスチックパッケージのRTG4™ Sub-QML FPGAが認証を取得

1657ピンBGAプラスチックパッケージのRTG4 Sub-QML FPGAがJEDEC®のJESD47ガイドラインに従う認定を取得しました。

RTG4 Sub-QML FPGAは、Microchip社のスペースフライトヘリテージに裏付けられたQML (Qualified Manufacturers List) 認定の放射線耐性を備えており、スクリーニング要件を軽減します。このため、要求の厳しい宇宙ミッションに低コストで短納期のソリューションを提供可能です。RTG4 Sub-QML FPGAは信頼性と放射線防御に関する非常に高度な基準を満たしており、QMLスクリーニングの完全な実施を必要としない放射線耐性を有します。加えて、プラスチックパッケージのRTG4 Sub-QML FPGAは最低コストのRTG4 FPGAオプションであり、小型衛星またはコンステレーションアプリケーションに最適です。



プラスチックパッケージのRTG4 Sub-QML FPGAには、有鉛はんだ(FC1657)および無鉛はんだ(FCG1657)パッケージオプションがあります。フライトユニットは軍用温度レンジ(-55~125 °C)でスクリーニングされ、最小注文数量(MOQ)が適用されます。試作ユニットも完全な軍用温度レンジで検査されますが、MOQの制限はありません。さらに、RTG4 FPGAのプラスチックデジチェーンパッケージも利用できます。これにより、フライトグレードの製品を使わずにパッケージボードアセンブリの試験が容易に行えます。

プラスチックパッケージのRTG4 Sub-QML FPGAは、RTG4 QMLクラスV FPGA向け1657ピンCCGA (Ceramic Column Grid Array package)パッケージとピン互換であり、フットプリントも同じです。

プラスチックパッケージRTG4 Sub-QML FPGAの詳細は、以下の文書を参照してください。

[RTG4 FPGA技術概要](#)

[RTG4データシート \(プラスチックパッケージを含む\)](#)

[RTG4プラスチックパッケージ図面、ピン割り当て表、デジチェーンパッケージ](#)

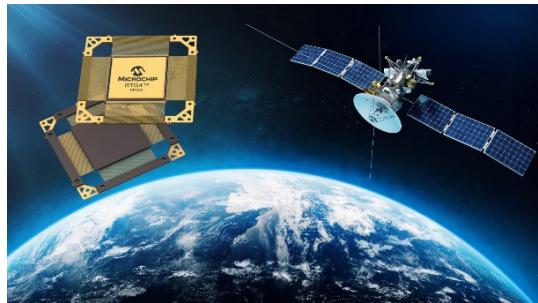
[Sub-QMLスクリーニングフロー、RT-PROTO FPGAマニュアル](#)



ご質問はminh.nguyen@microchip.comにお寄せください。

フライトヘリテージを積み重ねるRTG4™ FPGA

フライトヘリテージは、新しい宇宙向け製品のフライト適性を証明するために不可欠であり、多くの宇宙計画でも要件として重視されます。2019年のMEV-1 (Mission Extension Vehicle 1号機)および2020年のMEV-2の打ち上げ成功が、RTG4 FPGAの初めてのフライトヘリテージとなりました。MEVは、燃料を使い果たしたもののまだ完全に機能可能な古い衛星の寿命延長を目的とする初の試みであり、Microchip社のデバイスはシングルボードコンピュータ、温度インターフェイスユニット、ビデオ処理ユニットに搭載されました。MEV-1およびMEV-2スペースクラフトは目標の衛星とドッキングした状態で衛星の姿勢と軌道を制御し、それらの衛星によるミッションを数年間延長する事に成功しました。



直近の成果としては、RTG4 FPGAは地球観測衛星CAS500-1に搭載されました(2021年3月22日に打ち上げ成功)。RTG4 FPGAは、CAS500-1のペイロード入力処理ユニットとXバンドトランスミッタ内で重要な役割を果たします。RTG4 FPGAは、衛星ペイロードが要求する高い集積度と性能を提供すると共に、特殊な内部耐放射線技術により保護された高速信号処理により、極めて過酷な放射線環境でのシステム動作を維持可能とします。

RTG4 FPGAは、フライトヘリテージを達成した業界初のそして現在唯一のQMLクラスV認定FPGAです。これらのデバイスの技術成熟度レベル(TRL)は9であり、これは実際のフライトによって実証された技術に与えられる最高レベルの成熟度です。RTG4 FPGAは、今後打ち上げ予定の各種宇宙計画(NASAのNancy Grace Roman宇宙望遠鏡、Lucy、Worldview Legion計画やESAのExoMars計画、JAXAのSLIM(月着陸実証機)等)におけるベースラインとなっています。



ご質問はminh.nguyen@microchip.comにお寄せください。

SAMRH71放射線耐性強化Arm® Cortex®-M7ベースバンド マイクロコントローラ 評価用キットのステップバイステップ ガイド



新しい評価用キットや開発環境を導入すると、ツールを設定して使いこなせるようになるまでに余計な時間を費やしてしまうことがあります。このため、Microchip社は[SAMRH71評価用キット](#)(SAMRH71F20-EK) 向けに新しいステップバイステップのユーザガイドを提供しています。

[SAMRH71](#) マイクロコントローラ(MCU)は、航空宇宙アプリケーションに対応可能な高い放射線耐性、極めて広い温度レンジ、高い信頼性を備えています。

このMCUは高性能なArm Cortex-M7プロセッサと高帯域幅通信インターフェイス(SpaceWire、MIL-STD-1553、CAN FD、TSN Ethernet等)を備えています。SAMRH71評価用キットを使う事で、SAMRH71 MCUの性能と、このMCUが備える全ての通信機能を評価できます。

さらに、新しい[ステップバイステップ ガイド](#)は、MPLAB®統合開発環境(IDE)またはSAMRH71評価用キットが初めてのお客様でも簡単に使えるよう全ての手順をガイドします。

このガイドに従い、最初に評価用キットのハードウェアを設定し、MPLAB X IDEのダウンロード/インストールとMPLAB XCコンパイラのインストールを行います。次に、MPLAB Harmony v3ソフトウェア ライブラリとSAMRH71 MCU向けサンプルへと進みます。最後に、MPLAB Harmony v3から1つの基本プロジェクトを選択し、これをコンパイルしてSAMRH71 MCUに書き込みます。

ガイドに従う事で非常に簡単にハードウェアおよびソフトウェア環境の準備が完了するため、その他のサンプルを探したり完全に機能するプロジェクトを作成するために時間を有効に活用できます。

MPLAB Harmony v3内の全てのSAMRH71 MCU周辺モジュール向けサンプルも、時間をかけず簡単に使えるように設計されています。CAN FDやMIL-STD-1553等の通信モジュール向けには、MPLAB X IDEプロジェクトのサンプルが利用できます。さらに、ライブラリ内のSpaceWireサンプル プロジェクトを利用する事もできます。

[ステップバイステップ ガイド](#)、SAMRH71 MCUのデータシート、評価用キットのマニュアルは、評価用キットの製品ページからダウンロードできます。



ご質問はeric.tinlot@microchip.com にお寄せください。

新しい低消費電力テレメトリ コントローラ

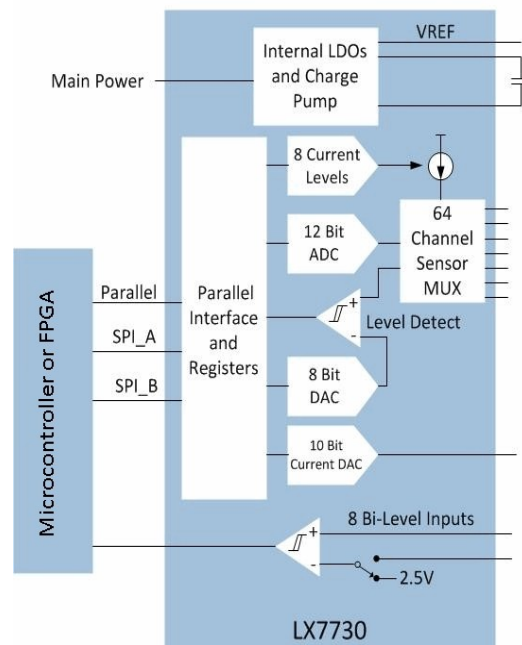
Microchip社は、放射線耐性強化(rad-hard)テレメトリ コントローラの低消費電力バージョンを発売しました。LX7730Lは、LX7330よりも低い動作時およびスタンバイ時消費電流を保証します。その他の動作特性はLX7730と同じです。

LX7730Lは既に量産化され、QML-QおよびQML-Vの両方の認証を取得済みです。

LX7730Lの仕様と製品番号を記載した最新のデータシートは[耐放射線テレメトリ コントローラの製品ページ](#)からダウンロードできます。

LX7730Lの主な特長:

- 動作時/スタンバイ時電流の低減
- 64チャンネルのアナログ入力マルチプレクサ
- 13 kspsの12ビット アナログ/デジタル コンバータ(ADC)と10ビット デジタル/アナログ コンバータ(DAC)
- 高精度(3%)の可変電流源
- 8つのバイレベル アナログ入力と論理出力
- パラレル インターフェイスまたは2xシリアル ペリフェラル インターフェイス(SPI)
- 19~24個のディスクリートICを1個のICに置き換え可能
- 132ピンCQFP (Ceramic Quad Flat Package)と208ピン プラスチックQFP (Quad Flat Package)で提供
- 放射線耐性:TID: 100 krad、ELDRS: 50 krad、SEL耐性: 87 MeV.cm²/mg
- QML SMD 5962-1721902 (Q/Vフロー)



Microchip社の宇宙アプリケーション向けミクストシグナルICの詳細は、[放射線耐性強化ミクストシグナルICの製品ページ](#)を参照してください。LX7730耐放射線強化テレメトリ コントローラと弊社のRTG4 FPGAを組み合わせたテレメトリ データロガーのデモ動画もご覧になれます。



ご質問はdorian.johnson@microchip.comにお寄せください。

宇宙用CSAC (Chip Scale Atomic Clock)

テレコム、防衛、地球観測向けに地球の低周回軌道(LEO) に打ち上げられる衛星の数は、今後10年で大幅に増加すると予測されています。2018年6月に発売された業界初の民生向け耐放射線CSAS(Chip Scale Atomic Clock) は、そのようなLEOアプリケーションに最適であり、多くの防衛および地球観測アプリケーションに不可欠の高精度で安定した原子時計を提供します。

Careful COTS

宇宙用CSACは、IPC-610クラス2規格に対応する商用オフザシェルフ(COTS)製品であり、20 kRADおよび64 MeV.cm²/mgの放射線耐性を持つ民生用電子部品を使っています。Microchip社は、これらの部品に対して「Careful COTS」と呼ぶプロセスを適用しています。

このプロセスでは、宇宙用CSACの新しいバッチを製造する前に、各部品の特定ロットから抽出したサンプルを使ってCSAC試験ユニットを組み立て、20 kRADを越える放射線試験を行います。そして、放射線耐性が確認された場合にのみ、そのロットを宇宙用CSACの製造用に割り当てます。製造後の宇宙用CSACは、通常の厳しいCSAC検査を通過してから出荷されます。弊社は、このプロセスを「Careful COTS」と呼びます。



LEO CubeSat

Careful COTSを越えるサービス

Microchip社のCareful COTSアプローチは大部分のお客様の要件を満たしますが、フライト ハードウェア ユニット向けに追加の特別な要件が求められる場合があります。そのような場合、追加のスクリーニング試験が必要となります。宇宙分野で長年の実績を誇る弊社は、熟練した試験エンジニアと宇宙向け認証設備による追加のスクリーニング サービス(温度サイクル、振動試験、バーンイン、高温条件での品質適合検査(QCI)による定常寿命試験等)も提供可能です。

追加のスクリーニングとQCIIには目視検査、温度サイクル、ランダム振動、通電状態でのバーンイン、寿命試験が含まれます。

一部のお客様は、信頼性を高めるために宇宙フライト向けCSACを強化およびスクリーニングするための追加サービスを要求されます。例えば、弊社はコンフォーマル コーティング、X線検査、グロスリーク検査等のサービスをお客様に提供可能です。

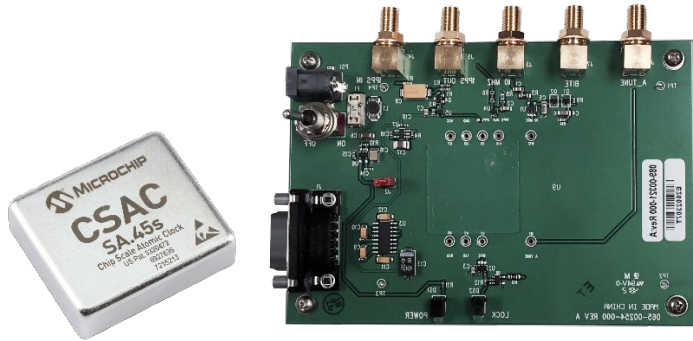
バリレンによるコンフォーマル コーティングを施すと、無重力環境での導電性FOD (Foreign Object Debris)による電氣的短絡をほぼ完全に防ぐことができます。CSACのカバーをベースにレーザー溶接する前に、特定部品にマスキングを施した上でプリント基板アセンブリをコーティングできます。

レーザー溶接の後に、X線検査によってFODやその他の異常を検出できます。

CSACは気密(hermetic)として定格付けされていませんが、レーザー溶接により環境密閉(environmentally sealed)として指定されます。Krypton-85グロスリーク試験により、密封度を判定する事もできます。

まとめ

多くのスペースクラフトメーカーは性能、日程、コスト要件を満たすためにCOTS部品の採用へと向かいつつあります。Microchip社の宇宙用CSACは多くの民生および防衛向け低軌道(LEO)衛星ミッションおよびアプリケーションに最適なソリューションを提供します。



宇宙用CSACと開発者キット

宇宙用CSACは、製品番号090-02984-007としてご注文になれます。納入は受注から4週間後となります。開発者キットは、製品番号990-00123-000としてご注文になれます。

ご質問は以下までお寄せください。



Stewart Hampton, Product Line Manager
Stewart.Hampton@microchip.com

SAM3X8ERT耐放射線マイクロコントローラに適した参照クロック

Microchip社の[アプリケーション ノートAN3659](#)には、[SAM3X8ERT](#)シリーズ耐放射線マイクロコントローラ (MCU) のメインクロック(MAINCK) 向けクロック源としてキャラクタライズされたVectron[®]高信頼性オシレータのモデル番号が記載されています。SAM3X8ERTのメインクロックには、これらのオシレータのみを推奨します。他メーカーの製品にも仕様を満たす物があるかもしれませんが、弊社のリファレンス デザインでの使用は承認されていません。他メーカーの製品を使う場合、お客様が独自にそれらのオシレータの適合性を評価する必要があります。SAM3X8ERT MCU向けにキャラクタライズされた推奨Vectronスペースグレード クロックオシレータを表1に示します。

データシート内のFigure 27-1で定義されているSAM3X8ERTクロック ジェネレータ ブロックは、低速クロックとメインクロックで構成されます。これらのクロック向けのクロック源は内部RCオシレータ、外付け水晶振動子(オンチップ オシレータを使用)、外付け水晶振動子オシレータのいずれかによって生成できます。このアプリケーション ノートには、メインクロック用として推奨する外付け水晶振動子オシレータが記載されています。アプリケーション ノートは4つの一般的オシレータ周波数(10 MHz、12 MHz、16 MHz、20 MHz)を推奨していますが、50 MHz以下であれば任意の周波数が使えます(SAM3X8ERTデータシート内のTable 45-21参照)。USB動作向けには12 MHzメインクロックのみが使えます。MCUには4通りの信頼性レベルがあります。各マイクロコントローラの信頼性レベルに対応した信頼性レベルを持つ水晶振動子オシレータを選択する必要があります。表1に、周波数と信頼性レベルが異なる16通りのMCU / オシレータの組み合わせを示します。これらのオシレータは、出力とXIN端子の間に分圧回路を必要とします。また、MANCKオシレータはスタンバイモードモードである事が必要です([AN3659](#)内の図1参照)。

表1の組み合わせは、SAM3X8ERT MCUの要件と要求信頼性レベルを満たす最も対費用効果の高いソリューションです。Vectron社のOS-68338高信頼性オシレータ規格に準拠した1157シリーズのオシレータを推奨します。表に記載した全てのデバイスは3.3 V、CMOS、表面実装、5x7 mm、セラミック リードレス チップキャリアのオシレータです。

TABLE 1: RECOMMENDED VECTRON HIGH RELIABILITY OSCILLATOR MODELS AT FOUR PRIMARY REFERENCE CLOCK FREQUENCIES

MCU Model	Reliability Level	Main Clock Frequency	Oscillator Model Number
SAM3X8ERT-DHB-E	Prototype (-E)	10 MHz	1157D10M00000BX
SAM3X8ERT-DHB-MQ	QML-Q equivalent	10 MHz	1157B10M00000BE
SAM3X8ERT-DHB-SV	QML-V equivalent	10 MHz	1157R10M00000BS
SAM3X8ERT-H8X-HP	HiREL Plastic	10 MHz	1157C10M00000BB
SAM3X8ERT-DHB-E	Prototype (-E)	12 MHz	1157D12M00000BX
SAM3X8ERT-DHB-MQ	QML-Q equivalent	12 MHz	1157B12M00000BE
SAM3X8ERT-DHB-SV	QML-V equivalent	12 MHz	1157R12M00000BS
SAM3X8ERT-H8X-HP	HiREL Plastic	12 MHz	1157C12M00000BB
SAM3X8ERT-DHB-E	Prototype (-E)	16 MHz	1157D16M00000BX
SAM3X8ERT-DHB-MQ	QML-Q equivalent	16 MHz	1157B16M00000BE
SAM3X8ERT-DHB-SV	QML-V equivalent	16 MHz	1157R16M00000BS
SAM3X8ERT-H8X-HP	HiREL Plastic	16 MHz	1157C16M00000BB
SAM3X8ERT-DHB-E	Prototype (-E)	20 MHz	1157D20M00000BX
SAM3X8ERT-DHB-MQ	QML-Q equivalent	20 MHz	1157B20M00000BE
SAM3X8ERT-DHB-SV	QML-V equivalent	20 MHz	1157R20M00000BS
SAM3X8ERT-H8X-HP	HiREL Plastic	20 MHz	1157C20M00000BB

MIL-PRF-38535 (放射線耐性強化エレクトロニクスの規格)とMIL-PRF -55310 (水晶振動子オシレータの規格)が規定する要件は異なるため、マイクロコントローラのクオリティフローに対してオシレータのスクリーニングレベルとデバイスグレード(Pedigree)を完全に一致させる事はできません。表2に、SAM3X8ERT耐放射線MCUが提供するクオリティフローと、対応する推奨OS-68338オシレータのスクリーニングレベルおよびデバイスグレードを示します。ミッションクリティカルなアプリケーションにおいては、仕様が完全に要件に準拠している事を確認する事を推奨します。

TABLE 2: SAM3X8ERT QUALITY FLOW REQUIREMENTS VS. OS-68338 OSCILLATOR SCREENING AND PEDIGREES

MCU Quality Flow	Oscillator Screening	Oscillator Component Pedigree	Description
Prototype (-E)	X	D	Engineering Model Hardware using high reliability design with commercial grade components and non-swept quartz.
QML-Q equivalent	E	B	Military Grade Hardware using high reliability design with military grade components and swept quartz.
QML-V equivalent	S	R	Space Grade Hardware with 100 kRad die, space grade components, and swept quartz.
Hirel Plastic (-HP)	B	C	Military grade die and plastic packaging. Oscillator use military grade components and non-swept quartz.

メインクロックの外付けオシレータに対する電氣的性能要件は、SAM3X8ERT MCUデータシート内のTable 45-21で定義されています。追加の要件は、お客様のユースケース(EthernetおよびUSBアプリケーションを含む)から導き出されました。これらの要件を表3に示します。この表には、OS-68338の対応する電氣的仕様値も記載しています。

TABLE 3: ELECTRICAL COMPLIANCE MATRIX FOR THE MAIN CLOCK EXTERNAL OSCILLATOR

Specification	SAM3X8ERT Microcontroller Requirement	OS-68338 Oscillator Specification
Operating Temperature	-40°C to +105°C	-55°C to +125°C
20-year Total Stability (Note 1)	Not Defined	±100 ppm
Supply Voltage (V _S) (Note 2)	1.875VDC	3.3VDC
Supply Voltage Tolerance (Note 2)	0.75VDC	±0.33VDC
Voltage Low Logic Min. (Note 2)	-0.3V	0V
Voltage Low Logic Max. (Note 2)	0.54V	0.2V
Voltage High Logic Min. (Note 2)	1.365V	1.39V
Voltage High Logic Max. (Note 2)	2.1V	2.07V
Duty Cycle	40% to 60%	45% to 55%
Total Ionized Dose	30 kRad	100 kRad
Single Event Latch-Up	62.5 MeV-cm ² /mg	120 MeV-cm ² /mg

Note 1: The SAM3X8ERT data sheet does not specify a frequency stability requirement for the reference oscillators. The recommended oscillators in this application note will maintain a fractional frequency error of ±100 ppm under all conditions for a 20 year operational life. Table 4 provides details on the frequency budget. Note that while OS-68338 specification lists ±5 ppm for first-year aging, and ±2 ppm/year after year one, due to the logarithmic nature of the aging curves, oscillators will comply with ±31 ppm total aging over 20 years.

2: The voltage thresholds for the X_{IN} pad are defined by the V_{DDPLL} on the SAM3X8ERT which ranges from 1.80V to 1.95V per Table 45.2 of the SAM3X8ERT data sheet. Because the OS-68338 oscillators are 3.3V logic based a voltage divider is required between the oscillator output and the X_{IN} pad. The values shown in the logic level are based upon worst case values of V_{DDPLL}, the oscillator supply, and the tolerances of the resistors. With 5% resistors and R1 = 1kΩ and R2 = 1.2kΩ, the voltage levels from the oscillator will be within the requirements of the X_{IN} pad.

SAM3X8ERT耐放射線MCUのメインクロック向け外付けクロックとして表1内のOS-68338オシレータを推奨します。これらのオシレータは、SAM3X8ERT MCUデータシートと想定されるユースケースにおいて要求される全ての性能パラメータを満たします。これらのオシレータの定格は、対応するMCUの放射線耐性レベルと同等です。各種のエンクロージャ オプションと、50 MHz以下の任意周波数への対応も可能です。



詳細はScott Murphy (Microchip社、Vectronオシレータ製品部門、宇宙およびHe-Rel製品ライン マネージャ) にお問い合わせください: scott.murphy@microchip.com.

基本に立ち返る: スイッチング電力コンバータを理解する

パート3: 制御

前回のSpace Briefでは、いくつかのスイッチング電源トポロジを取り上げ、エネルギーが入力回路から出力回路へどのように伝達されるか解説しました。これを基に、今回は各種の電源制御方式と、それらの実装方法について解説します。読者の理解を深めるため、最初に基本的フィードバック制御と実装について説明します。その後、電圧モード制御と電流モード制御(CMC)を含む各種の制御方法について解説します。さらに、ボーデ線図(極と零点を含む)とエラーアンプによる補償について詳しく説明します。最後に、コンバータの安定性を評価するための計測テクニックを紹介します。

基本的フィードバック制御

DC/DCコンバータまたはインバータにおける制御では、目標とする参照電圧の生成、誤差(参照電圧 - 実際の出力電圧)の検出、目標電圧を得るためのゲイン調整を行います。これは基本的なサーボループであり、参照電圧、エラーアンプ、帰還信号を持つ非絶縁型コンバータでは簡単に実装できます。この制御では、エラーアンプの出力を使ってパルス幅変調(PWM)コンパレータを駆動します。

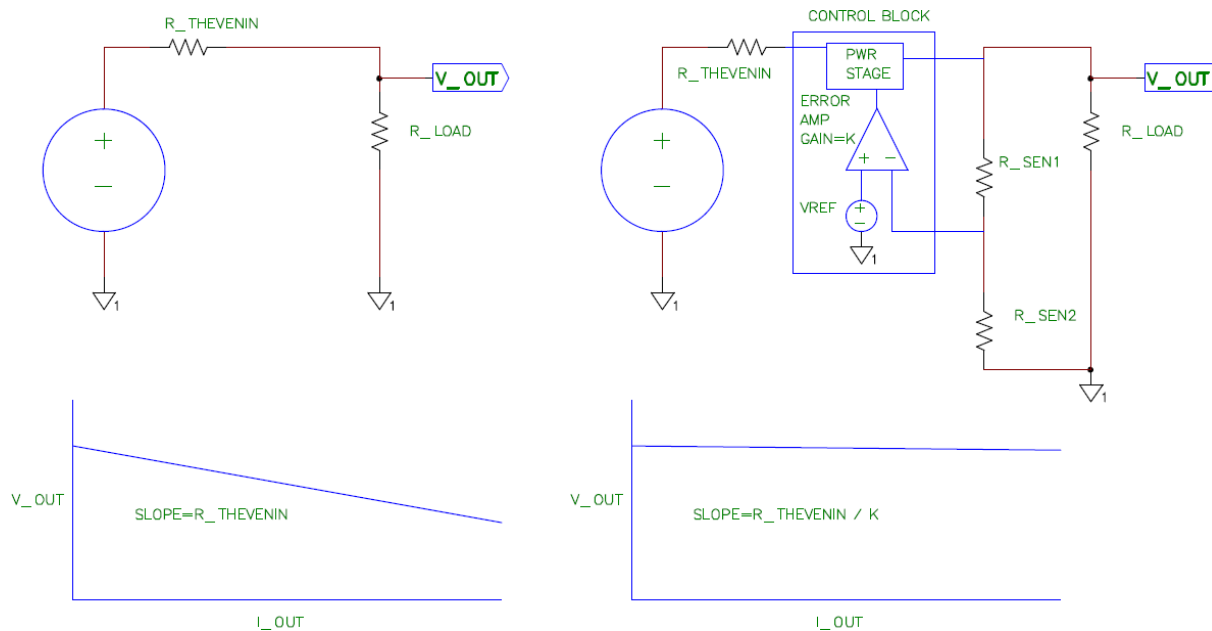


図1: フィードバック制御のシンプルな例

しかし、ご存知の通り、実際はそう単純ではありません。コンバータではLC相互作用と共振の問題が生じます。エラーアンプは可能な限り高速である事が望まれますが、同時に安定している事も必要です。初期の多くのコントローラは、皮肉を込めて「電源オシレータ」と呼ばれました。非常に限られた条件でしか安定しなかったからです。

絶縁型DC/DCコンバータでは、問題がさらに追加されます。ガルバニック絶縁境界は、二次側に帰還回路を持たせる事を要求します。これに対応する方法は各種存在します。民生用電気機器の多くは、シンプルなプログラムブル エラーアンプ(TL431等)をフォトカプラと組み合わせて使います。この回路は帰還電圧を検出し、これを参照電圧から減算し、必要なゲインと補償を適用する事ができます。多くの場合、帰還信号はフォトカプラを介して絶縁境界を横切りますが、宇宙環境では放射線の影響によりフォトカプラが使えません。このため、他の手段を使って帰還信号を二次側から一次側コントローラへ戻す必要があります。多くの場合、これには磁気増幅器(mag amp)構造、パルストランス、その他のパルス印加/検出手段および容量式手法が使われます。いずれの手段を使っても結果は同じです。エラー信号はコントローラへ伝達され、コントローラはそれによってパワースイッチを動作させます。

しかし、以前の[Space Briefエディション29](#) で述べた通り、電流の生じない電氣的動作はあり得ません。まともな電力コンバータ回路のほとんど全てが電流または電圧を制御するための手段を持ち、電流を制御する場合は電圧に対する追従点を提供し、電圧を制御する場合は電流に対する追従点を提供します。この補助的な追従がなくては、電力コンバータ内で使われるほとんど全てのデバイスを安全な動作レンジ内に保つ事は困難です。

電流の検出は電圧の検出よりも少し困難です。電流信号を得るための方法は各種存在しますが、最もシンプルな方法はシャント抵抗を使う事です。シャント抵抗には、0.xxxΩのセメント抵抗器(電流アンプ併用)から高精度で500 MHzの帯域幅を持つ実験室グレードのシャント抵抗まで、各種抵抗器が使えます。シャント抵抗の欠点は、電力(I^2R)消費が生じる事、信号レベルが小さい事、アンプが必要になる事です。この他に、抵抗値の温度依存性とアンプのオフセット/ドリフトもシャント サブシステムの性能を悪化させます。しかし、シャントは我々が電流計測用に使える最もシンプルな電流トランスデューサであるため、古くから使われ続けています。

AC領域では、電流トランス(CT)が優れたトランスデューサとなります。CTは高帯域幅を持ち、一般的な量産ユニットでも数100 kHzまで良好に使えます。実験室グレードのユニットであればUHF (Ultra High Frequency)レンジまで対応可能です。電流トランスにも終端抵抗は必要です。アプリケーションによっては、電流トランスを使ってインダクタ ランプ電流を計測します。一部のケース(DC出力)では、各CTは電流の立ち上がりまたは立ち下りのどちらかのランプしか計測せず、逆向きのランプ中はCT内のコアをリセットして飽和を防ぐ必要があります。CTには終端抵抗が必要で、そうしないと、電流によって二次側に高電圧が生じてデバイスが損傷する可能性があります。

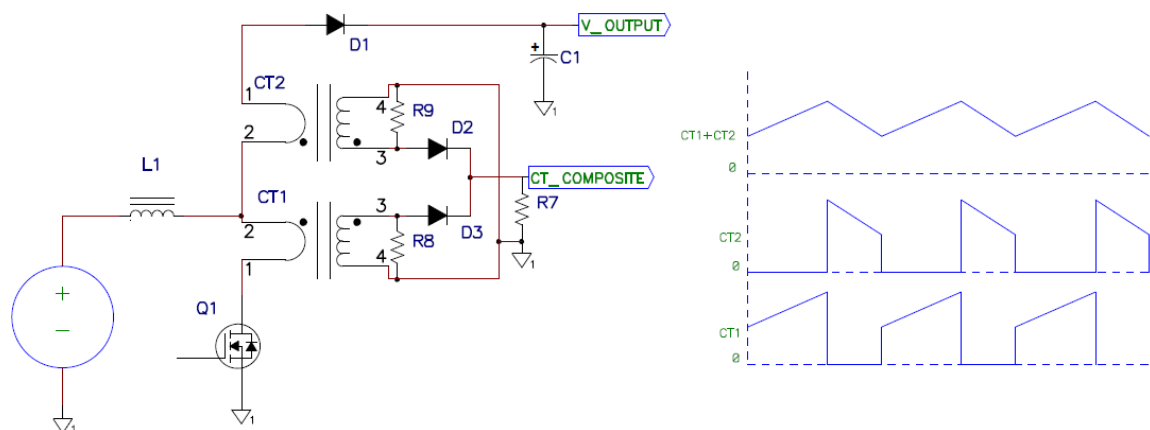


図2: 終端処理したCTによるCCM Boost内インダクタ電流波形の再構成

各CTは片方の電流スロープ中にのみ計測し、他方のスロープ中にコアをリセットする必要があります。

インバータでは、しばしばホールセンサを使ってACおよびDC電流を計測します。ホールセンサは帯域幅、ドリフト、オフセット特性で劣りますが、中程度の帯域幅であれば使い易くて対費用効果の高い電流計測手段です。

制御方法

スイッチング コンバータ向け制御方法として、最初に固定周波数の電圧モード制御と電流モード制御(CMC)について解説します。

電圧モード制御

電圧モード制御は、おそらく最も古くから使われている最も直接的な方法です。これは、単純に出力電圧を制御します。電流コンプライアンスは重要視されず、ヒューズまたは電流フォールドバック回路に任せる場合もあります。電圧モード制御は、出力電圧の変化に応答するしかできません。例えば入力電圧が変化した場合、その影響が伝播して出力電圧が変化します。この時点で、電圧モードコントローラが応答して出力電圧が補償されます。負荷が増加した場合、電圧モードコントローラは出力電圧を一定に維持するために、出力へ送り込むエネルギーを増加させます。

Microchip社のSG製品ラインには多数の電圧モードPWMコントローラが含まれ、代表的な製品としてSG1524があります。

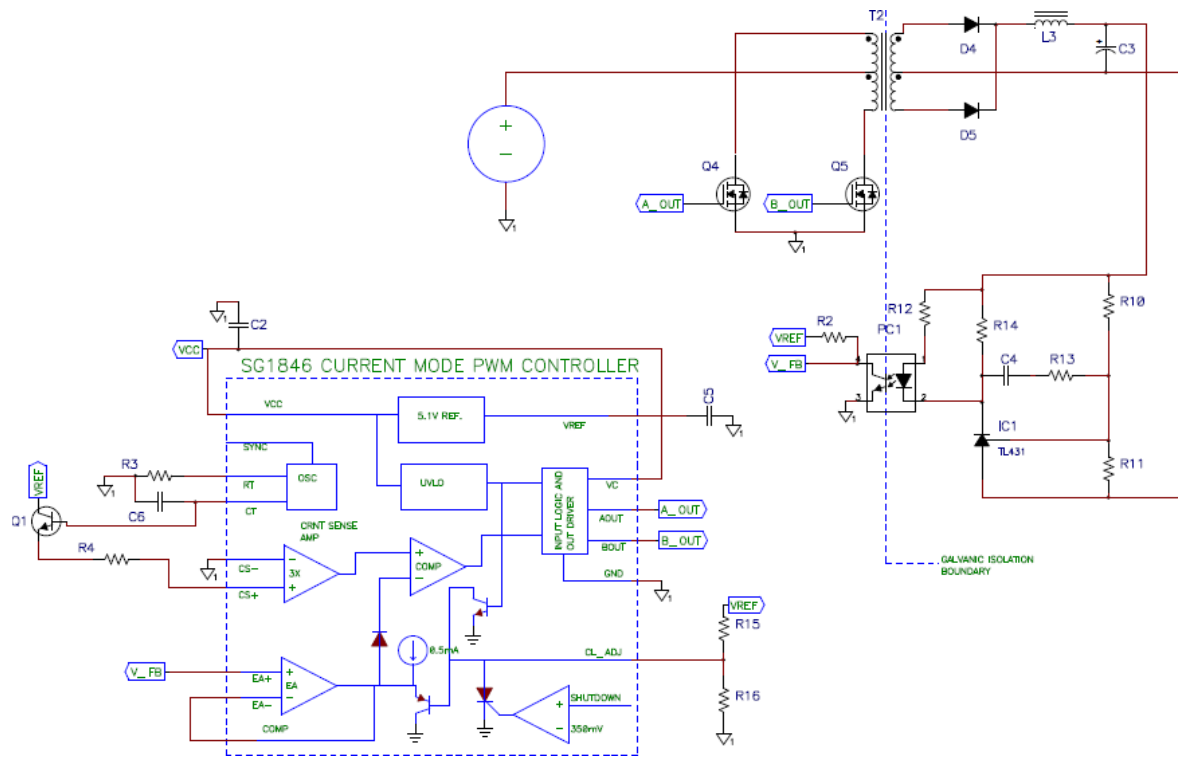


図3: 電圧モード制御によるプッシュプルコンバータ(非推奨)

電流モード制御(CMC)

電流モード制御(CMC)は私のお気に入りの制御方式ですが、最もシンプルな方法であるとは言えません。ピークCMCはCecil Deisch氏によって発明されました。彼は、私が知る限り最高のテレコム技術の1人です。彼は大きな問題を解決しました。ピーク電流モード制御が発明されるまで、プッシュプルコンバータの制御は非常に困難でした。コアが飽和しないように一次側磁束を維持する方法がありませんでした。このため、電圧時間積にわずかな不平衡がある場合、あるいは回路のレイアウトが非対称である場合、トランスが飽和してしまう可能性があります。当時のプッシュプルコンバータでは、シンプルなオシレータを使って開ループで動作させる以外に効果的な方法はありませんでした。ループを閉じてデューティサイクルを制御すると、ほぼ確実に飽和しました。Cecil Deisch氏のソリューションが世界を変えました。オシレータ回路からランプ信号を生成する伝統的なPWMの代わりに、彼はインダクタ電流波形をランプとして使う事を選択しました。これにより、トランスが飽和しそうになると、ランプ信号が高速に立ち上がって、駆動パルスが停止します。コンバータはアクティブに動作して高速に閉ループモードに戻る事ができるため、安定した出力を維持しつつトランスの飽和を防ぐ事ができます。

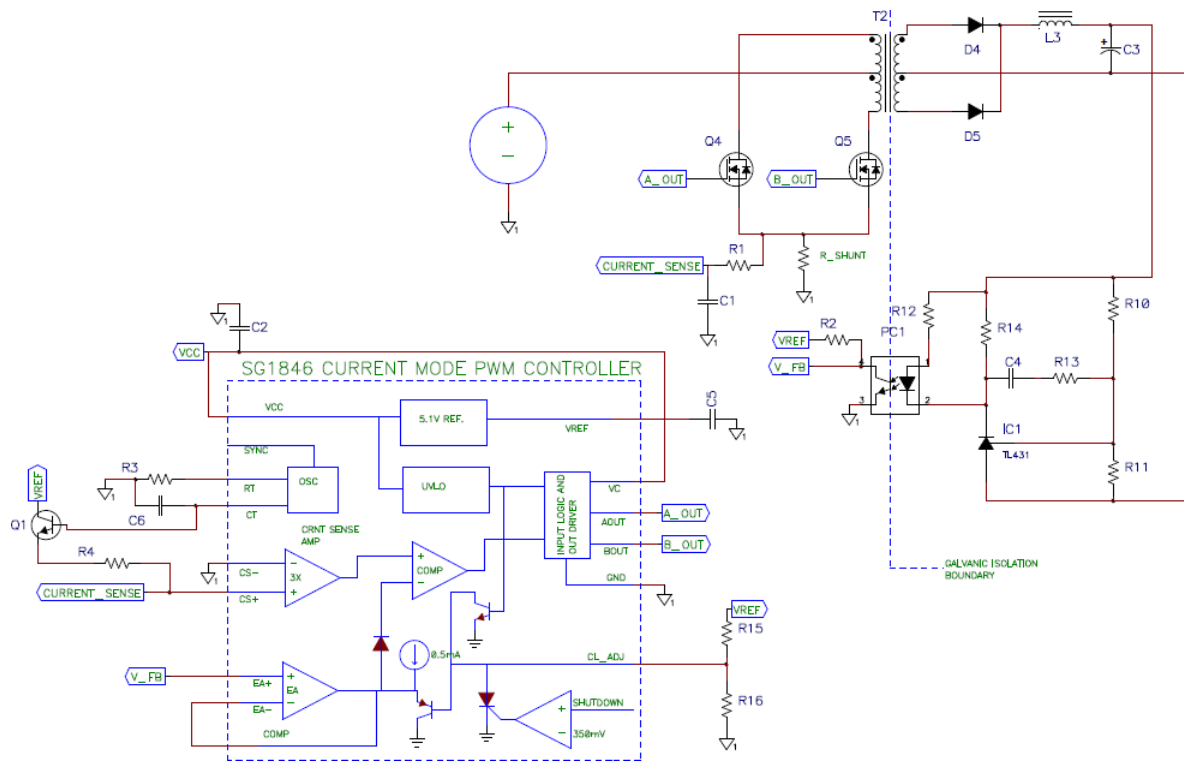


図4: ピークCMCを使ったプッシュプルコンバータ

Q1はクロック信号をバッファリングし、その一部をインダクタ電流ランプに加算します(スロープ補償)。

Cecil Deisch氏は、大げさなスーパーコンピュータなどに頼らずに、シンプルな実験的方法でピークCMCの動作を証明しました。彼は、片方のパワースイッチ経路に2つのダイオード電圧降下を追加する事により、プッシュプルコンバータ内にわざと不平衡を作り出しました。ダイオード電圧降下を追加された経路の電圧時間積は、他方の経路よりも低下します。電圧モードコンバータでは、トランスは確実に飽和しました。しかし彼のピークCMC回路では、トランスは飽和しませんでした。この回路は、サイクルごとに非対称性を補正して動作を維持しました。

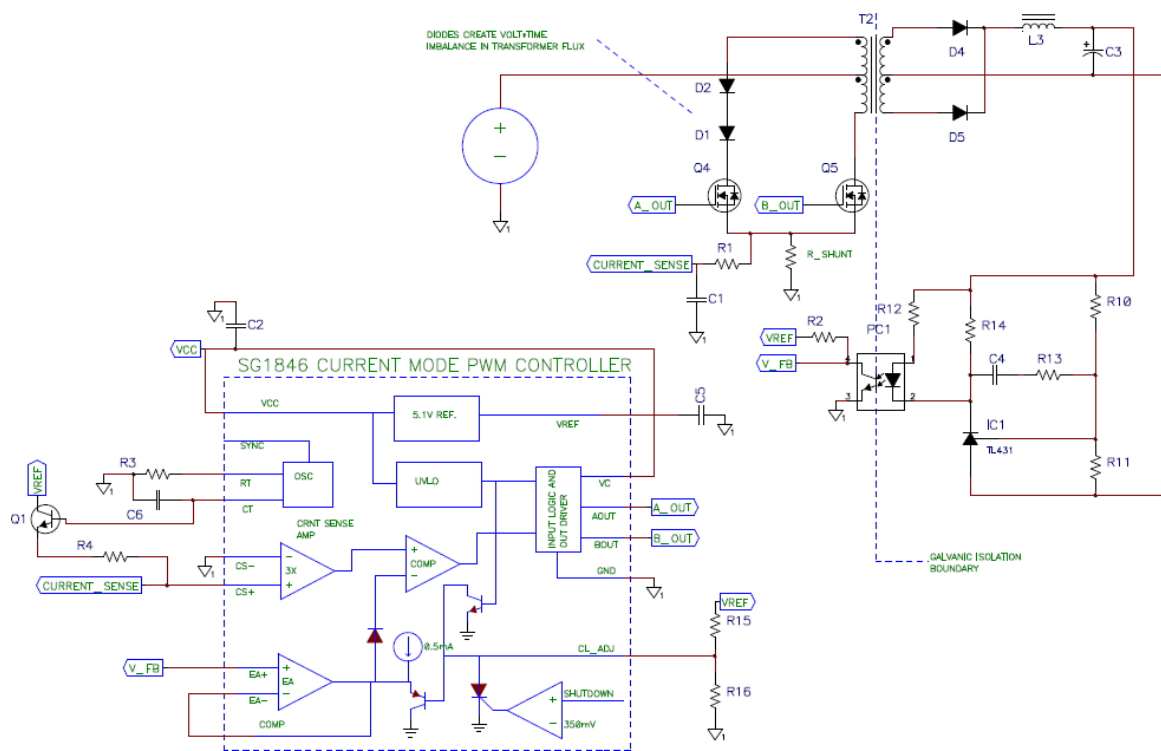


図5: ピークCMCのデモ (実験による証明は100万回のシミュレーションにも勝る)

Cecil Deisch氏は電源設計コミュニティの中で私がヒーローと仰ぐ1人です。彼が退職するまで、彼は私の最良のクライアントでもありました。

しかし、革新と発明は懸念を超えていました。これを詳しく説明するため、いくつかのシンプルな基本動作について掘り下げる必要があります。インダクタ電流波形を使ってコンバータを制御すると、ビルトイン フィードフォワード効果が得られます。これは複雑ではなく、むしろシンプルでエレガントです。まず、電圧モードコンバータの入力電圧が少し低下した場合について考えます。入力電圧の低下はコンバータを通して出力へと伝播し、出力電圧が低下した後に補正が可能となります。しかし、フィードバック ループが高速であれば、これは本質的な問題となりません。ピーク電流モード制御は、電圧モード制御にシンプルでエレガントな改善策を提供します。ピークCMCにおいて、インダクタ電流は $V = -L di/dt$ に基づきます。電流ランプの勾配 di/dt は V/L に比例します。ほとんどの場合、 L は出力インダクタの値です。 V は出力インダクタを横切る電圧降下であり、 V_{IN} (巻き数比を反映) - V_{OUT} から求められます。言い換えると、入力電圧の情報はランプ信号に含まれており、ピークCMCはこのランプ信号に基づいて制御を行います。これがビルトイン フィードフォワードです。ピークCMCでは、入力電圧が変化すると瞬時に電流ランプが変化するため、入力の変化が出力まで伝播する前にコンバータはその変化を補償できます。

すなわち、コンバータの閉ループ周波数応答におけるインダクタの遅れが取り除かれると言う事です。出力LCからの2重極は単極となります。大概是、これを額面通りに受け止めて利用する事で、古典的な電圧モード制御よりも優れた過渡性能が得られます。

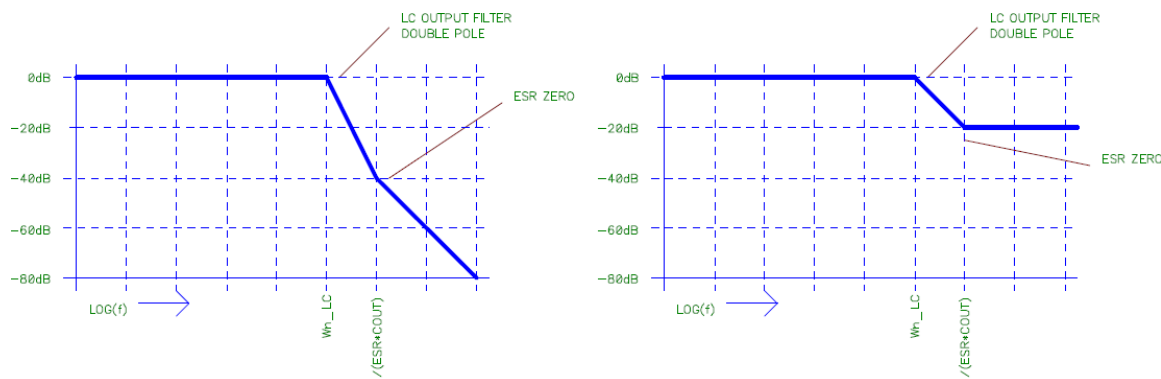


図6: 電圧モード制御(左)とCMC(右)
 CMCはLC出力フィルタの2重極を取り除きます。

重大な問題ではないですが、電流のラチェッティングには注意が必要です。50%を越えるデューティサイクルを許容するコンバータでは、ランプを0に戻す手段がありません。電流モードランプは、インダクタが飽和するまで徐々に増加し、飽和した時点でパルスごとの制限へと移行します。この問題への対策はスロープ補償と呼ばれます。スロープ補償は、電流信号をオシレータ信号(通常は、タイミング コンデンサ信号のバッファリングされたバージョン)に加算します。これにより、インダクタ電流の無用なラチェッティングを防ぐことができます。デューティサイクルが50%を越える場合、スロープ補償は必須です。デューティサイクルが50%以下でも、スロープ補償を使う事を私は推奨します。少量のスロープ補償は、スイッチング ノイズと回路ノイズの低減にも役立ちます。多くの場合、スロープ補償量はPWMコンパレータが使うランプの10~20%しかありません。学問的見解がどうであろうと、これは確かに役立ちます。特にインダクタ電流ランプが非常に小さい無負荷条件では有効です。

私がUnitrode社(後にTI社が買収)で働き始めた頃、Cecil Deisch氏とコントローラを開発したIC設計者達の間でピークCMCにまつわる白熱した議論が交わされました。激しい議論の結果、その電源セミナーは彼のテリトリであるピークCMCに深く立ち入らない事で合意が得られました。なぜなら、彼がそこに居り、彼の方がピークCMCの事を他の者より少しばかりよく知っている事を皆が認めたからです。

弊社の製品としては、シングルエンド ピークCMCコンバータ (フライバック、フォワード、昇圧、降圧)向けに設計されたSG1842ファミリと、プッシュプル等のダブルエンド コンバータ向けのSG1846コントローラがあります。さらに、CT信号をバッファリングしてスロープ補償に加算するためのディスクリート半導体部品(2N2222等)も提供しています。

平均CMCはピークCMCと似たフィードフォワード効果を提供しますが、平均CMCの平均化ループは時定数を持ちます。応答が瞬時ではないため、一部の回路では非常に有利に働く場合があります。例として位相シフト フルブリッジ コンバータについて考えます。電源投入時にコンバータ入力電圧が立ち上がると、コンバータはある時点で制御を始めます(開ループで動作を開始した後に電圧は制御に十分なレベルになる)。この場合、ピークCMCは起動時に非常に大きなノイズを発生する可能性があります。電圧ループは出力電圧を制御しようとしませんが、電圧が十分に高くないため磁束は非対称となります。ピークCMCループはこれを非常に高速に補正し、次のサイクルで磁束は均等になります。入力電圧が十分に高くなって正常な電圧制御へ移行するまで、この状態が保たれます。ピークCMCが持つ瞬時の応答性は、平均CMCでは穏やかになります。電流波形の積分により、起動時の開ループ状態から出力電圧制御状態への遷移は平滑化されます。

上述の全てのSGコントローラICは、平均CMCモードで使用できます。

製品番号	タイプ	特長
SG1524	電圧モードPWM	バイポーラ出力、柔軟な制御
SG1525	電圧モードPWM	バイポーラ出力
SG1527	電圧モードPWM	バイポーラ出力、反転ロジック
SG1846	電流モードPWM	バイポーラ出力、7.7/7 V UVLO
SG1845	電流モードPWM	シングルエンド出力、7.8/7 V UVLO、 最大デューティサイクル = 50%
SG1844	電流モードPWM	シングルエンド出力、15/9 V UVLO、 最大デューティサイクル = 50%
SG1843	電流モードPWM	シングルエンド出力、7.8/7 V UVLO、 最大デューティサイクル = 100%
SG1842	電流モードPWM	シングルエンド出力、15/9 V UVLO、 最大デューティサイクル = 100%
SG1548	電圧監視用IC	4チャンネル
TC4427	デュアルMOSFETドライバ	動作温度レンジ = -55~125 °C、2チャンネル

表1: SG製品

ヒステリシス制御とコンスタント オンタイム(COT)制御

ヒステリシスおよびコンスタント オンタイム(COT)コントローラは、固定周波数コントローラではありません。これらのコントローラは、必要な時にエネルギーを提供するよう設計されています。

ヒステリシス制御は、しばしば「バングバング(bang, bang)」コントローラと呼ばれます。この制御方式はウィンドウ コンパレータを使って単純に出力電圧を監視します。パワースイッチは、電圧が十分に低ければターンオンし、十分に高ければターンオフします。スイッチング周波数はライン電圧と負荷に応じて変化します。スイッチング周波数は、非常に低負荷あるいは無負荷時に最小となります。負荷が増加するにつれて、より高いスイッチング周波数でエネルギーを供給する必要があります。

COTコントローラはヒステリシス コントローラとよく似ていますが、固定オンタイムが追加される点で異なります。フィードバックはヒステリシス コントローラと同じです。パワースイッチのオンタイムは一定であるため、オフタイムが変化します。従ってヒステリシス制御と同様に、スイッチング周波数はライン電圧と負荷に応じて変化します。ライン電圧が高く軽負荷である時にスイッチング周波数は最小となります。例を挙げて説明するため、以下の仕様を持つシンプルな降圧型コンバータを想定します。

- COT動作
- 入力電圧: 10~15 V (公称12 V)
- 出力電圧: 5 V
- 同期降圧型
- 負荷: 100 mAから5 Aまでステップ状に変化
- オンタイム: 1 μs
- インダクタ: 1.75 μH

まずは基本に立ち返る必要があります。同期式降圧型コンバータは、このシリーズのパート2に従って解析できます。12 V入力/5 V出力時のデューティサイクルは約41.6%です(パワースイッチで電圧降下が生じない理想条件を想定)。オンタイムを1 μ sで固定した場合オフタイムは1.4 μ sであり、総サイクル時間は2.4 μ sです。この時のコンバータ スイッチング周波数は417 kHzです。

この場合もインダクタでのリップル電流は一定です。オンタイムが1 μ sである場合、リップル電流は $V = -L di/dt$ により求められます。この例でのピークツーピーク電流は、 $(12\text{ V} - 5\text{ V}) \times 1\ \mu\text{s} / 1.75\ \mu\text{H} = 4\text{ A}$ です。

軽負荷時は、4 Aのピークツーピーク電流が電流不連続モードでインダクタを通して単純に環流します。負の電流をブロックするためにダイオード エミュレーション モードが実装されていない場合、フリーホイール スイッチは負の電流を導通させます。

大負荷時は、インダクタは電流連続モードとなり、0より十分に大きなインダクタ電流が負荷へ流れます。

過渡時には、COT制御の利点が現れます。固定周波数PWMは固定されたリフレッシュ レートによって縛られますが、COT制御方式では異なります。軽負荷から大負荷への過渡時に、COT制御は周波数を大幅に増加させる事で、より迅速に負荷へエネルギーを送り込みます。逆方向の負荷変化でも同様です。COTは周波数を大幅に低減させる事により、固定周波数コントローラで生じるオーバーシュート問題を緩和します。

共振コンバータ

共振コンバータには長い歴史があります。共振コンバータの基本コンセプトは、コンバータ動作レンジのほぼ全域で0電流または0電圧スイッチングを行う事です。共振コンバータでは、おそらくLLC方式が最も一般的に使われています。

ボデー線図の極と零点

制御回路の設計においては、ほとんど全てのケースで開ループおよび閉ループコンバータの周波数領域解析を行います。以下の内容は、ゲインマージンと位相マージンを理解して設計するために非常に役立ちます。一般的に、補償の目標はシステムを最大限に安定させる事です。

ボデー線図において、極は基本的に位相遅れを持つローパス要素です。ボデー線図には、ゲインと位相の両方をプロットする必要があります。単一極のゲインは-20 dB/decの勾配で変化し、コーナー周波数は w_0 です。単一極の位相は-45°/decの勾配で低下し(遅れ)、0.1 w_0 で位相 = 0°、10 w_0 で位相 = -90°(遅れ)となります。 w_0 での位相は-45°です。

零点は、極とは逆にハイパス要素であり、位相は進みます。単一零点のゲインは+20 dB/dec の勾配で変化し、コーナー周波数は w_0 です。単一零点の位相は45°/decの勾配で増加し(進み)、0.1 w_0 で位相 = 0°、10 w_0 で位相 = +90°(進み)となります。零点での位相は+45°です。

シンプルな降圧型コンバータについて考えます。開ループの場合、降圧型コンバータの出力段はLC出力フィルタと負荷で構成されます。負荷は抵抗(R)として単純にモデル化すれば十分です。相互作用に関しては、VNA (パワースイッチの中心からVOUTまでの電圧)の出力回路で周波数をスイープすると、LCの共振周波数で2重極が観測され、さらにスイープすると $1/RC$ で零点が観測されます(Cは出力コンデンサ容量、Rは出力コンデンサの等価直列抵抗(ESR))。負荷抵抗が小さいほど、大負荷時にLC共振に対する減衰は強くなります。これは、負荷抵抗と $\sqrt{L/C}$ の関係から容易に定量化できます。すなわち、負荷抵抗が $0.7 \times \sqrt{L/C}$ より大きいとピークが見られようになり、負荷が大きいほどピークは大きくなります。

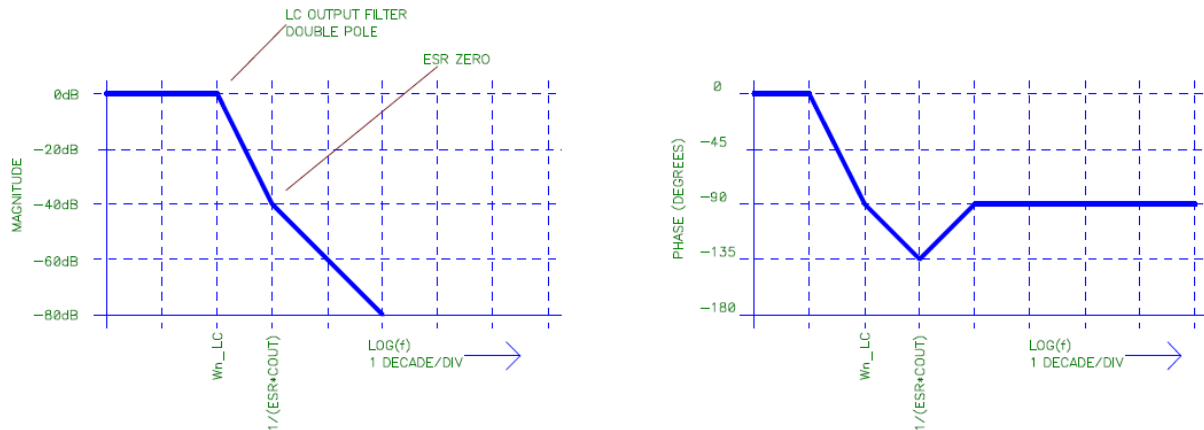


図7: 出力段の開ループ線図

制御に関しては、エラーアンプは非常に低い周波数に主に極を持ちます。オペアンプの基本を思い出してください。エラーアンプは非常に高いDCゲインを持ちます。その一方、利得帯域幅積(ゲイン x 帯域幅)は一定であるため、帯域幅はかなり小さくなります。このため、コントローラの第1極の周波数は低くなります(多くの場合、1~10 Hz)。

コントローラにおける第2の相互作用は、出力LCフィルタの2重極共振から1つの極を取り除く事です。これは、零点をLC 2重極に一致させる(または近くに配置する)事により可能です。最後に考慮すべき事は、ゲインが0 dBを横切る周波数の近くでの高周波シェイピングです。極はエラーアンプによってESRゼロ周波数(またはその近く)に位置するため、システムは-1の勾配で0 dBゲインを横切ります。安定性の観点から、エラーアンプは0°から180°離れた位相で動作する事が重要です(反転アンプ)。言い換えると、位相がさらに180°追加された場合、ゲインが十分に高ければ、コンバータは発振します。

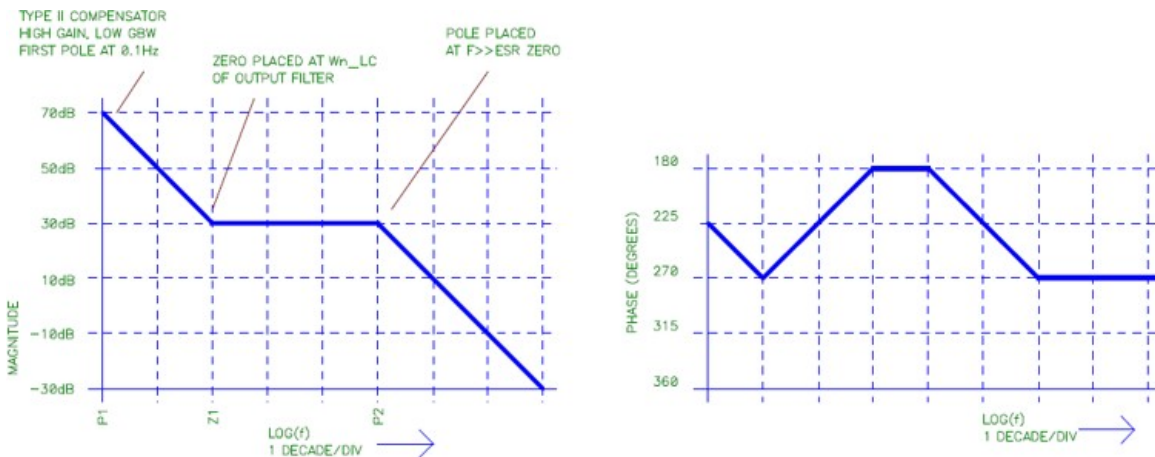


図8: エラーアンプの開ループ線図

この補償作業の目標は、コンバータを最大限に安定させる事です。先述の発振条件から可能な限り遠ざけてオシレータを動作させる必要があります。コンバータの開ループ線図は、これを位相マージンとゲインマージンとして直接示す事ができます。

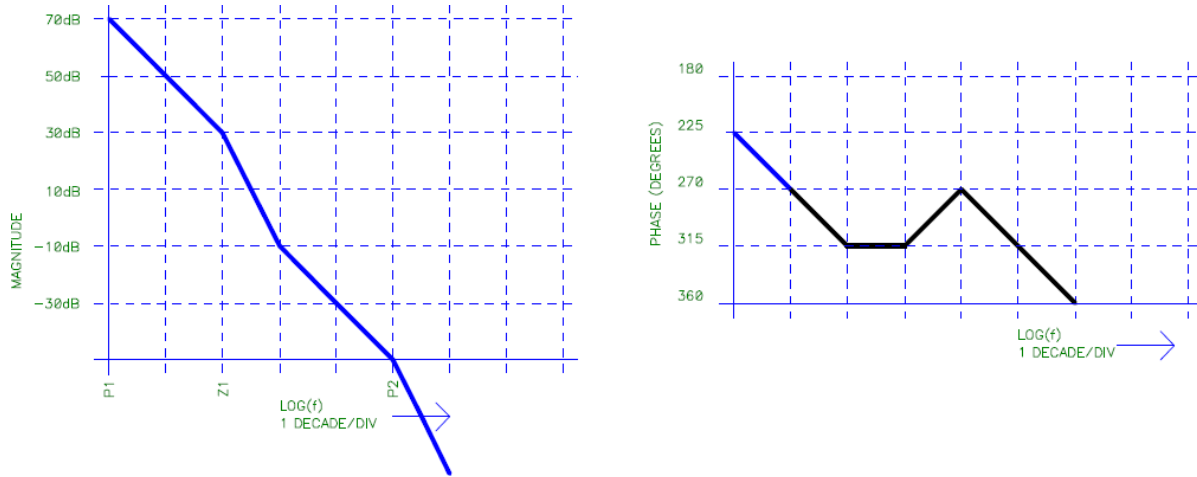


図9: クロスオーバー周波数とゲイン/位相マージンの開ループ推定
0 dB交差時の位相は315°(位相マージンは45°)、360°時のゲインは-40 dB (ゲインマージンは40 dB)

計測器と計測結果

コンバータの安定性を評価するための最も容易な方法は、負荷をステップ状に変化させた時の電圧と電流の応答を観察する事です。コンバータが不安定または位相マージンが不足していると、リングングや大きなオーバーシュート/アンダーシュートが現れます。しかし、負荷ステップは必ずしも最善の試験方法ではありません。DC/DCコンバータであれば、負荷ステップによって十分な情報が得られるかもしれません。例えば、電圧リップル仕様値が非常に小さなFPGAを使っており、コンバータがシステム内でこの仕様を満たしているかどうか確認したい場合、負荷ステップは非常に役立ちます。多くの場合、実際の負荷変化を正確に模倣するために、di/dtを最悪条件の負荷電流変化速度に合わせます。

電源回路の設計では、開ループと閉ループの性能を計測して前述の補償の問題を確認するために、周波数領域解析用の計測機器も必要です。これは、既知の挿入点における電圧のゲインと位相として計測します。これらの計測器には、しばしば専用のベクトル ネットワーク アナライザが使われます。これらのアナライザはDCから20 MHz程度の周波数レンジを持ち、多くの受信チャンネルは電氣的に絶縁されています。この種の計測機器としてはVenable社とAP社の製品が広く知られているようですが、この他にも優れた製品は多数存在します。これらの周波数領域線図から、このコンバータの0 dBゲイン交差点における位相マージンと180°位相交差点におけるゲインマージンが求められます。

しかし、例えば川船のパドルホイール(外輪式推進機)の駆動モータのように負荷が複雑に変化する場合はどうでしょうか。判流、水準、速度、電流、エッジ、沸騰、共振、トルク/速度変動、定在波等、単純な負荷ステップを使った評価ではこの種のシステムの性能に関する有用な情報は得られません。このようなシステムで負荷ステップが生じる事は物理的にあり得ません。また、純粋な周波数領域解析のみによって全ての条件での安定性を確認する事はほとんど不可能です。このような複雑なシステムの安定性を評価するには、25tのパドルホイール、チェーン、スプロケット、2.5 tの回転機械、1 MVAの発電設備、4 tのΔY変圧器、電気開閉装置、チョッパー(コンバータ)を調達して実験用システムを構築し、さらに実験用の川を作るか、どこかの川を借りるしかありません。しかしこれは非現実的です。これに代わる方法として、システムをモデル化し、それを高精度に制御された摂動としてループの小信号側に挿入する事ができます。これは一般にハードウェア インザループ(HIL)と呼ばれます。モデルは非常に詳細で複雑な物となりますが、目的を達するにはHILが唯一可能な方法です。モデルの精度が低いとHILは役に立ちません。しかし正確にモデル化されたHILは、大がかりな機械装置を必要とせず摂動と条件を正確にシミュレートできるため、驚くほど強力なツールとなります。

まとめ

これは長い議論となりました。しかし、私は未だに制御に関する「エレベーター討論」(例えば1階と12階の間)を耳にしますし、それらには全くうなずけます。電源設計の深いところで、これらの議論はそれぞれに関連するセミナーやコースで取り上げられるでしょう。

基本的フィードバックが必要な事は明らかです。これによって制御と安定性が向上します。フィードバック制御の実装方法は様々です。電圧モード制御は単純に出力電圧だけを監視します。つまり、システムを伝播して出力電圧に現れた変化に対してのみ応答します。CMC方式の中ではピークCMCが増えつつあります。ピークCMCは非常に有効なフィードフォワード情報を提供し、安定性の向上とサイクルごとの内部電流制限を可能にします。

制御をさらに深く理解するには、ボード線図の基本(極と零点の位置、それらの補償)を理解する必要があります。しかし、回路の設計と検証を計算やシミュレーションだけで済ませる事はできません。実際に電圧と電流を発生する電源システムに実装して最終目標である動作を確認する必要があります。システムの動作を理解するには、システムを計測する必要があります。

負荷ステップ応答を確認するには時間領域計測だけで十分な場合もしばしばあります。周波数領域解析により、重要なゲインマージンと位相マージンを計測すると共に、閉ループ形態での補償を検証する事が可能となります。

さらに、より大規模で複雑なシステムに対してはHILが強力な武器となります。HILは、多くの場合、複雑なシステムに対して有効です。HILにより、摂動をモデル化およびシミュレートし、小信号摂動としてループに挿入する事ができます。そうすることで、完全なシステムハードウェアを構築する必要はなくなります。

次回のパート4では電源出力段に焦点を合わせます。お客様の回路に電子が思い通りに流れますよう、お祈り申し上げます。



弊社のアナログ製品と回路構成または設計に関するご質問は以下にお寄せください。

Paul.Schimel@microchip.com