

インターリーブ型の 反転チャージ・ポンプ【Part 1】 低ノイズの負電源を実現するための 新たなトポロジ

著者：Jon Kraft、シニア・スタッフ・フィールド・アプリケーション・エンジニア
Steve Knoth、シニア・プロダクト・マーケティング・マネージャ

はじめに

高精度の計測器やRF機器では、内部で発生するノイズを最小限に抑える必要があります。ただ、そのためには各システムの特質に起因する多数の課題を解消しなければなりません。例えば、これらのシステムの多くは、広い入力電圧範囲に対応しつつ、EMI（電磁干渉）やEMC（電磁両立性）に関する厳しい要件を満たす必要があります。また、高い密度で電子部品が実装されるので、スペースの面で制約が生じると共に、熱の管理が重要になります。加えて、より複雑なICが使われるはずなので、システム内に様々な値の電源電圧を用意しなければなりません。多くの場合、電源はノイズ源になり得ることからも、あらゆる要件を満たしつつ、システム全体のノイズを低く抑えるのは至難の業です。

アナログ・デバイセズは、低ノイズの電源を構築するための様々なソリューションを提供しています。ただ、そのほとんどは正の電圧を生成するために設計されており、負の電圧を生成するための専用ICの数は多くありません。このことは、負の電圧の供給が必要な場合に大きな制約になる可能性があります。例えば、RFアンプ、スイッチ、データ・コンバータ（A/Dコンバータ、D/Aコンバータ）など、負電圧とノイズが少ない動作環境を必要とするデバイスを使用したい場合に選択肢が限られるということです。

本稿では、正の電圧を生成する電源から、負の電圧を生成するための新たな方法を2部構成で紹介しします。Part 1となる今回は、まず負の電源電圧を生成する一般的な方法とその用途について概観します。次に、標準的な反転チャージ・ポンプについて説明した上で、インターリーブ型の反転チャージ・ポンプを紹介します。更に、同チャージ・ポンプの入力電圧リップル／出力電圧リップルを求めるための簡単な計算式を導出します。インターリーブ型の反転チャージ・ポンプは、ノイズの低減が求められるシステムに対して他にはないメリットを提供できます。電圧リップルを求める計算式は、そのことを如実に示すものとなります。

なお、Part 2では、インターリーブ型の反転チャージ・ポンプを実装した例として、アナログ・デバイセズの「ADP5600」を紹介します。その中では、同製品と標準的な反転チャージ・ポンプを比較するために、電圧リップルと放射性エミッション（EMI）の実測結果を示します。また、上述した計算式を使用して同製品の性能を最適化し、低ノイズのRF回路に対する電力供給に最適なソリューションの構築方法を紹介しします。

負電圧を生成するための従来の手法

一般に、負電圧を生成する方法としては、次の2つのうちのいずれかが使われます。1つは誘導型のスイッチング・レギュレータを使用する方法です。そしてもう1つがチャージ・ポンプを使用する方法です。誘導型のスイッチング・レギュレータでは、インダクタまたはトランスを使用して負の電圧を生成します。このような磁気コンバータのトポロジの例としては、反転降圧、反転昇降圧、Ćukが挙げられます。それぞれのトポロジには、ソリューションのサイズ、コスト、効率、ノイズ量、制御ループの複雑さといった面で長所と短所があります^{1, 2}。一般に、磁気部品を利用する電源は、多くの出力電流（100mA以上）が求められる用途に適しています。

必要な出力電流が100mA未満である場合には、チャージ・ポンプを利用できます。チャージ・ポンプによって正の電圧から負の電圧を生成する反転型のDC/DCコンバータを使用するということです。この方法であれば、負の電圧を生成するためにインダクタや制御ループを使用する必要がないので、サイズを非常に小さく抑えることができます。また、EMIを低減することも可能です。この種のDC/DCコンバータでチャージ・ポンプが担う処理は、スイッチを利用して複数のコンデンサ（キャパシタ）の間で電荷を移動させることだけです。このスイッチド・キャパシタ回路によって得られた電荷が出力に供給されます。

チャージ・ポンプでは、磁気部品（インダクタやトランス）は使用しません。そのため、誘導型のスイッチング・トポロジよりもEMIの問題が生じにくくなります。また、インダクタのサイズはコンデンサよりもはるかに大きくなる場合が多いと言えます。しかも、シールドのないインダクタはアンテナのように作用し、EMIを周囲に放射してしまいます。一方、チャージ・ポンプに使用されるコンデンサは、標準的なデジタル出力と同等のレベルでしかEMIを放出しません。短いパターンで簡単に配線できるため、アンテナとして機能する部分の面積を小さく抑え、容量性の結合を減らすことができます。その結果、EMI性能を高めることが可能になります。

表1に、上記2つの方法の比較結果をまとめました。

表1. 誘導型のスイッチング・レギュレータとチャージ・ポンプの比較

項目	インダクタをベースとするスイッチング・レギュレータ	スイッチト・キャパシタをベースとするチャージ・ポンプ
設計の複雑さ	中～高	低
コスト	中～高	低～中
ノイズ	低～中	低
効率	高	低～中
熱管理	最良	中～良
出力電流	高	低
磁気部品	必要	不要
制約	サイズと複雑さ	V_{IN}/V_{OUT} の比率

従来の反転チャージ・ポンプ

図1に、従来の反転チャージ・ポンプの回路例を示しました。

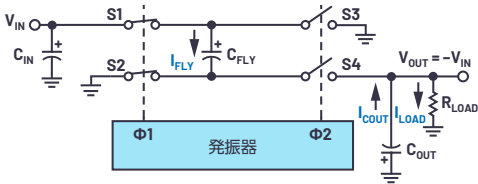


図1. 反転チャージ・ポンプの回路

チャージ・ポンプの出力インピーダンス R_{OUT} は、入力から出力に至る回路全体の等価抵抗だと定義できます。その値は、入力と出力の電位差を測定して負荷電流で割ることで求められます（以下参照）。

$$R_{OUT} = \frac{V_{IN} - GAIN \times V_{OUT}}{I_{LOAD}} \tag{1}$$

反転チャージ・ポンプの場合、GAINの値は-1です。

等価抵抗の値は、スイッチング周波数、スイッチの抵抗値、フライバック・キャパシタの容量値の関数として計算することもできます。一般に、その計算式は次のように簡略化されます。

$$R_{OUT} = \frac{1}{f_{OSC} \times C_{FLY}} + 2 \times \sum_1^4 R_{ON} \tag{2}$$

ここで、 $\sum_1^4 R_{ON}$ は、4つのスイッチの抵抗値を合算した値です

4つのスイッチは、それぞれ同じ周波数 f_{OSC} で動作します。スイッチがオン（閉）になるのは、スイッチング周期 T の $1/2$ の期間だけです ($T = 1/f_{OSC}$)。図2に示すように、その動作は2つのフェーズに分けることができます。それぞれのフェーズは、スイッチング周期の $1/2$ に相当します。

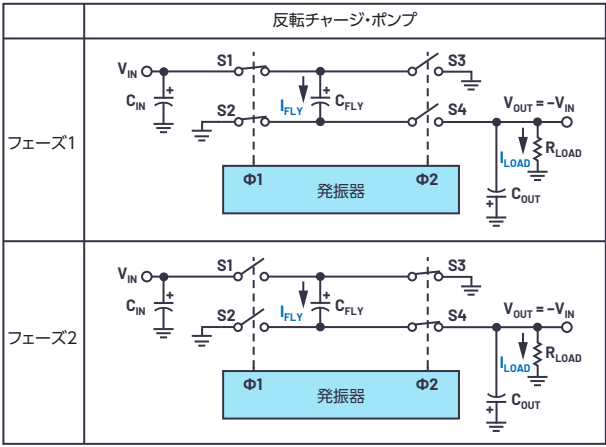


図2. 各フェーズにおける反転チャージ・ポンプの状態

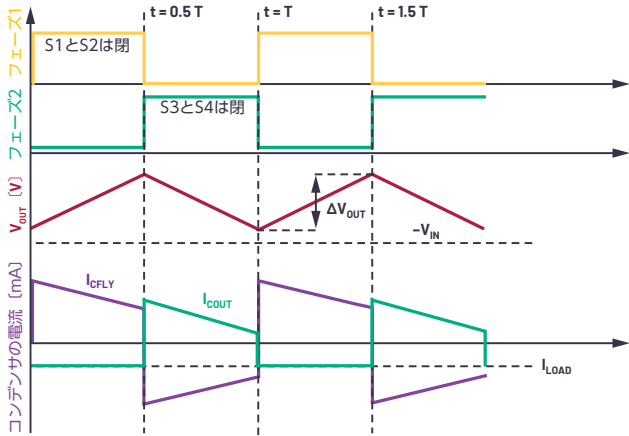


図3. 反転チャージ・ポンプのタイミング図

図3に、チャージ・ポンプの各動作フェーズにおける電圧波形と電流波形を示しました。フェーズ1では、S1とS2は閉（オン）の状態になり、S3とS4が開（オフ）になっています。それによって、フライング・キャパシタ C_{FLY} が V_{IN} まで充電されます。フェーズ2では、S1とS2が開き、S3とS4が閉じることにより、 C_{FLY} に蓄積されたエネルギーが出力へと放出されます。これら2つの動作フェーズにより、 V_{IN} から C_{FLY} 、更に C_{FLY} から C_{OUT} への非連続的な電流の流れが生み出されます。このとき、 C_{IN} と C_{OUT} に生じる電圧リップルは以下に示すように計算できます。その手順は次の式から始まります。

$$I_{LOAD} = C_{OUT} \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t} \tag{3}$$

上式から、出力電圧リップルは次のように表すことができます。

$$\Delta V_{OUT} = \frac{I_{LOAD}}{C_{OUT} \times 2 \times f_{OSC}} \tag{4}$$

同様に、入力電圧リップルは次のようになります。

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{C_{IN} \times 2 \times f_{OSC}} \quad (5)$$

式 (4) と式 (5) から、標準的な反転チャージ・ポンプにおいて、電圧リップルはスイッチング周波数と入力容量／出力容量の関数として表せることがわかります。周波数または容量値が高くなると、それに1:1で比例してリップルは小さくなります。しかし、周波数を高めることには実用上の問題があります。周波数を高めると、この回路で消費される電流が増加し、効率が低下してしまうのです。

同様に、コストや実装面積の都合により、入力容量／出力容量の最大値は制限されることが少なくありません。なお、フライバック・キャパシタの値は、電圧リップルに対する効果をもたらしません。

電圧リップルを抑えるために、チャージ・ポンプの周囲に入力／出力フィルタを配置するという方法が考えられます。しかし、この方法を採用すると、回路が複雑になり、チャージ・ポンプの出力抵抗が大きくなってしまいます。このような一連の問題を解決するものが、インターリーブ型の反転チャージ・ポンプです。同チャージ・ポンプは、標準的な反転チャージ・ポンプに斬新な改良を加えることで実現されました。

インターリーブ型の反転チャージ・ポンプ

インターリーブ型の反転チャージ・ポンプ (IICP: Interleaved Inverting Charge Pump) では、位相のインターリーブを利用します。この手法は、誘導型のスイッチング・レギュレータ (多相動作) において、出力電圧リップルを抑えるために広く採用されています³。降圧コンバータにおいて、50%のデューティ・サイクルで正確に2フェーズのインターリーブを実行すると、理論的には出力電圧リップルが0Vになります。ただ、降圧コンバータのデューティ・サイクルは入出力電圧に依って変化するので、デューティ・サイクルが50%になるのは、 $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$ のときだけです。それに対し、チャージ・ポンプは50%のデューティ・サイクルで正確に動作させることがほとんどです。つまり、IICPについて検討してみる価値があるということです。

IICPは、ICのダイ上に実装されているケースがあります。IC内で非常に電流の少ない負の電圧が必要な場合があり、それに対応するために内部回路としてIICPが利用されているのです。ただ、IICPを利用した反転専用のDC/DCコンバータは製品化されていませんでした。IICPを構成するには、2個のチャージ・ポンプと2個のフライング・キャパシタが必要です。2つ目のチャージ・ポンプでは、1つ目のチャージ・ポンプと位相が180°ずれた状態

でスイッチを動作させます。以下では、IICPの構成と出力リップルを確認し、その性能を最適化する方法について考察します。図4にIICPの回路図、図5に電流／電圧のタイミング図を示しました。

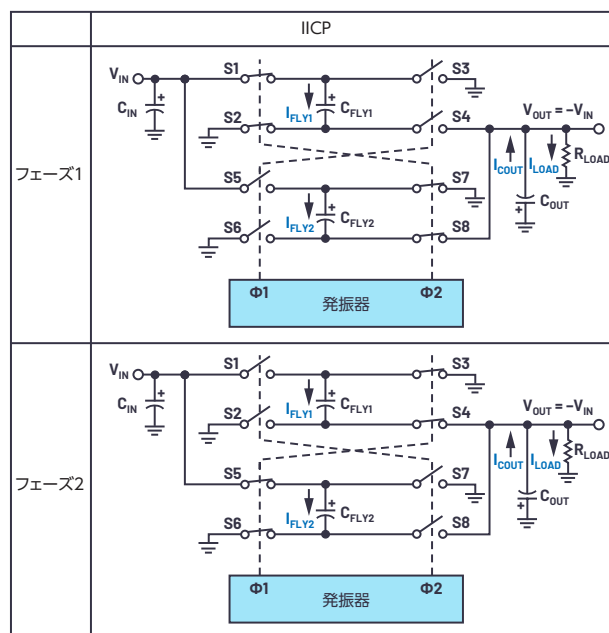


図4. IICPの回路図

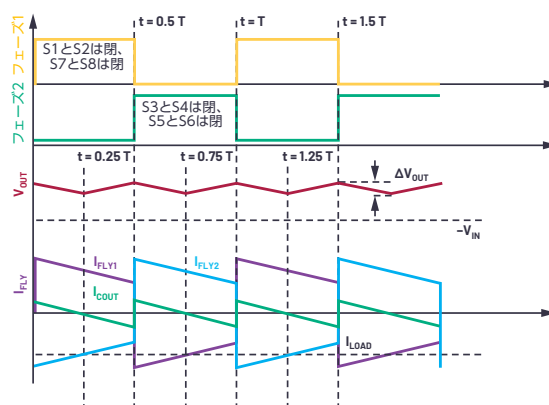


図5. IICPのタイミング図

発振器をベースとする各フェーズにおいて、一方のフライング・キャパシタは V_{IN} に接続され、もう一方は V_{OUT} に接続されます。一見すると、2つ目のキャパシタを追加しても電圧リップルは半分までしか低下しないように思われるかもしれませんが、実際には入出力電圧のリップルは標準的な構成の場合と比べてはるかに低くなります。各キャパシタは、常に入力側から充電され、出力側へと放電するからです。IICPの出力電圧リップルを求める経過を示せば、その仕組みを理解するのが容易になるでしょう。そこで、以下ではその計算方法を示すことにします。

出力電圧リップルの計算方法

IICPでは、2つのフライング・キャパシタが交互に出力に接続され、常に電流が出力されている状態になります。その出力段は図6のように簡略化することができます。

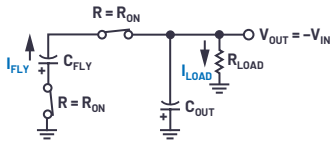


図6. IICPの出力段の簡略図

また、式(1)で定義されるIICPの出力抵抗は、次のように近似できます。

$$R_{OUT} \approx \frac{1}{8 \times f_{OSC} \times C_{FLY}} + 0.5 \times \sum_1^8 R_{ON} \quad (6)$$

ここで、 $\sum_1^8 R_{ON}$ は、スイッチの抵抗値を合算した値です。

一方、 I_{LOAD} は次の式で求まります。

$$I_{LOAD} = C_{OUT} \frac{dV_{OUT}}{dt} + C_{FLY} \frac{dV_{CFLY}(t)}{dt} \quad (7)$$

ここで、 dt はスイッチング周期の1/4です。つまり、 $T/4 = 1/(4 \times f_{OSC})$ となります。 dV_{OUT} は出力電圧リップル（つまりは ΔV_{OUT} ）であり、 $V_{CFLY}(t)$ は C_{FLY} の電位差です。出力電圧リップルは、フライング・キャパシタの電圧リップルと比べれば小さいと仮定できます。 ΔV_{OUT} を計算するには、 $V_{CFLY}(t)$ について理解しなければなりません。図6から、 I_{FLY} は、閉じている2つのスイッチの間を流れる電流と同じです。各スイッチの抵抗（オン抵抗）を R_{ON} とすると、次の式が得られます。

$$C_{FLY} \frac{dV_{CFLY}(t)}{dt} = \frac{V_{CFLY}(t) - |V_{OUT}|}{2 \times R_{ON}} \quad (8)$$

この微分方程式を基に $V_{CFLY}(t)$ を求めるには、少なくとも1つの初期条件が既知でなければなりません。その条件は、図5のタイミング図によって確認することができます。 $t = 0$ から $t = T/4$ までの間は、両方の C_{FLY} が I_{LOAD} と C_{OUT} の充電に寄与します。続いて $t = T/4$ から $t = T/2$ までの間は、 C_{FLY} と C_{OUT} が負荷に対する出力電流に寄与します。 $t = T/4$ （ならびに $t = 3/4T$ ）の瞬間は、 C_{OUT} は I_{LOAD} に対して全く寄与しません。そのため、この瞬間の I_{LOAD} は I_{FLY} に等しく、 V_{CFLY} は次式で求められます。

$$V_{CFLY}(t = T/4) = |V_{OUT}| + I_{FLY} \times 2 \times R_{ON} \quad (9)$$

where $V_{OUT} = -V_{IN} + R_{OUT} \times I_{LOAD}$

ここで、 $V_{OUT} = -V_{IN} + R_{OUT} \times I_{LOAD}$ です。

式(8)と式(9)から、 $V_{CFLY}(t)$ は、次のように求めることができます。

$$V_{CFLY}(t) = |V_{OUT}| + |I_{LOAD}| \times (R_{OUT} - 2 \times R_{ON}) \times \beta^{1.5} \quad (10)$$

where $\beta = e^{1/8fRC}$

where f is f_{OSC} , R is R_{ON} , and C is C_{FLY}

ここで、 $\beta = e^{1/8fRC}$ 、 f は f_{OSC} 、 R は R_{ON} 、 C は C_{FLY} です。

式(7)に代入する V_{CFLY} を求めるために2点（例えば $t = 0$ 、 $t = T/4$ ）を選択し、各点に対して式(10)を計算します。その結果は、次のように簡略化されます。

$$\Delta V_{CFLY} = I_{LOAD} \times (R_{OUT} - 2 \times R_{ON}) \times \frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta}} \quad (11)$$

式(11)と式(7)から ΔV_{OUT} を求めると、次のようになります。

$$\Delta V_{OUT} = \frac{I_{LOAD}}{4 \times f_{OSC} \times C_{OUT}} - I_{LOAD} \times (R_{OUT} - 2 \times R_{ON}) \times \frac{C_{FLY}}{C_{OUT}} \times \frac{\beta - 1}{\sqrt{\beta}} \quad (12)$$

一見ただけでは、式(12)の意味はわかりにくいかもしれませんが。まずは、理想的なスイッチ（ R_{ON} が 0Ω ）であるとの仮定の下に簡素化を図ってみるとよいでしょう。その場合、第2項がほぼゼロになり、第1項だけが残ります。第1項は、式(4)で示した標準的な反転チャージ・ポンプのリップルによく似ています。ただ、IICPにはフライング・キャパシタが2個あるので分母が2倍になっています。チャージ・ポンプが2個あれば、リップルは半分になります。この結果は、直感的な理解と一致するでしょう。

しかし、式(12)で重要なのは第2項です。特に、マイナス記号が使われている点に注目してください。これは、その分だけ出力電圧リップルが低下するということを意味します。ここで着目すべきは、スイッチの抵抗 R_{ON} とフライング・キャパシタ C_{FLY} です。これらは、標準的な反転チャージ・ポンプでは出力電圧リップルとは無関係でした。それに対し、IICPではスイッチの抵抗によって充電電流／放電電流が滑らかになるという効果が得られます。また、2個のフライング・キャパシタにより、充電／放電動作が中断することなく実行されます。

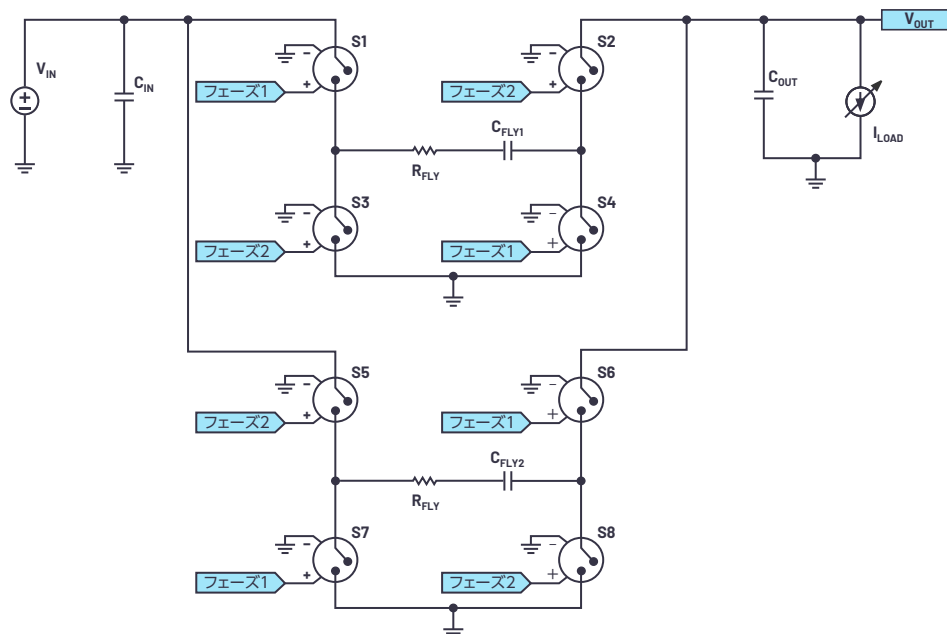


図7. LTspiceで使用するIICPの回路

出力電圧リップルの確認

回路シミュレーションを利用すれば、式 (12) の精度を確認できます。言い換えると、同式を導くための仮定が妥当であったか否かを確認できるということです。LTspice[®]を使用すれば、その確認を簡単に実施できます。シミュレーション用の回路図を図7に示しました。使用するファイルは、[こちら](#)でダウンロードできます。

表2は、計算結果とシミュレーション結果をまとめたものです。比較のために、様々な条件で理論計算／シミュレーションを実施しました。

表2. 理論計算の結果とLTspiceによるシミュレーションの結果

V_{IN} [V]	I_{LOAD} [mA]	f_{OSC} [kHz]	C_{OUT} [μF]	C_{FLY} [μF]	R_{ON} [Ω]	V_{OUT} のリップル [mV]	
						計算式	LTspice
10	50	1000	4.7	2.2	2	0.038	0.038
5	100	1000	4.7	2.2	2	0.076	0.075
5	50	1000	1	1	2	0.393	0.390
5	50	1000	1	1	3	0.261	0.260
7.8	37	532	2.4	0.5	4	0.430	0.425
5	100	1000	10	2.2	3	0.024	0.024
5	50	200	4.7	1	10	0.418	0.415
12	50	500	10	1	10	0.031	0.033
12	20	500	4.7	1	3	0.089	0.089

表2を見ると、式 (12) の計算結果はシミュレーション結果とよく一致していることがわかります。各式を簡略化する際に行ったいくつかの仮定は妥当であったということです。したがって、式 (12) を使用すれば、IICPを実装する際のトレードオフを実施することができます。

なお、IICPと標準的なチャージ・ポンプの電圧リップルを比較することでも、有益な情報が得られます。両者の違いを示す実測データは、Part 2で紹介することになります。ここでは、出力電圧リップルの違いを示すために、LTspiceによるシミュレーション結果 (図8) をご覧いただきましょう。

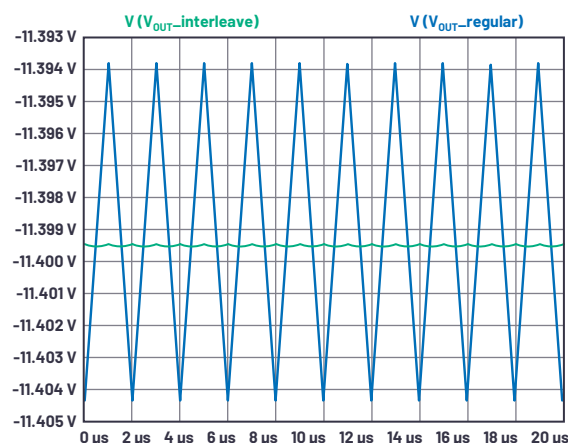


図8. IICPと標準的なチャージ・ポンプのシミュレーション結果。出力電圧リップルをプロットしています。シミュレーションの条件は、 $V_{IN} = 12V$ 、 $I_{LOAD} = 50mA$ 、 $C_{FLY} = 2.2 \mu F$ 、 $C_{OUT} = 4.7 \mu F$ 、 $R_{ON} = 3 \Omega$ です。通常のチャージ・ポンプとの比較を公正に行えるよう、 R_{ON} は1/2、 C_{FLY} は2倍にしています。

IICPのトポロジを最適化する

ここまで、IICPの電圧リップルに関する計算式を導くと共に、その妥当性を確認しました。その結果として、以下に示す2つの事柄を主要な結論とすることができるでしょう。

まず、IICPにおいて、スイッチの抵抗 R_{ON} は入力電圧リップルと出力電圧リップルを低減するという望ましい結果をもたらします。ここで、フライング・キャパシタと直列に抵抗を配置すれば、スイッチ部の抵抗を更に高めることができます。そうすると、入出力の電圧リップルを更に低減できるのではないのでしょうか。これについてはPart 2で詳しく説明します。なお、標準的な反転チャージ・ポンプでは、スイッチの抵抗は R_{OUT} を高めるだけで、リップル電圧の低減には寄与しません。つまり、何のメリットももたらさないということです。

もう1つの結論は、フライング・キャパシタの値と、 C_{OUT} に対するその比率を調整すれば、リップルを最適化できるというものです。例えば、出力コンデンサについては、値が大きくパッケージが小さいものを見つけるのは容易ではありません。また、高電圧の条件に対応するにはかなりの容量ディレーティングが必要になります。しかし、 C_{OUT} を小さくしつつ C_{FLY} を大きくすれば、より入手しやすいコンデンサを使って同じレベルの出力電圧リップルを達成することができます。例えば、 $1\mu F$ の C_{FLY} と $10\mu F$ の C_{OUT} を使用していたとして、それらをいずれも $2.2\mu F$ に変更したとしても、出力電圧リップルはほぼ同じレベルになるといった具合です。 $10\mu F/25V$ のコンデンサではなく $2.2\mu F/25V$ のコンデンサを使用するのであれば、パッケージがより小さい製品をより容易に入手できます。このことについても、Part 2で解説します。

まとめ

以上、今回はIICPのトポロジの背景にある概念について説明した上で、入出力電圧リップルの計算方法を示しました。導出した計算式により、IICPを利用するソリューションの性能を最適化する方法について、重要な洞察を得ることができました。

次回 (Part 2) は、IICPのトポロジに対応するICソリューションとしてADP5600を紹介します。その性能を実測し、標準的な反転チャージ・ポンプと比較してみます。最後に、本稿のまとめとして、低ノイズであることが求められるフェーズド・アレイ・ビームフォーミングのアプリケーションに、IICPによる給電手法を適用する方法を紹介します。

参考資料

¹ Jaino Parasseril [How to Produce Negative Output Voltages from Positive Inputs Using a μ Module Step-Down Regulator (μ Module 降圧レギュレータを使って正の入力から負の出力電圧を生成する方法)] Linear Technology

² Kevin Scott, Jesus Rosales [Differences Between the $\dot{C}uk$ Converter and the Inverting Charge Pump Converter ($\dot{C}uk$ コンバータと反転チャージ・ポンプ・コンバータの相違点)] Analog Devices

³ Majing Xie [High Power, Single Inductor, Surface-Mount Buck-Boost μ Module Regulators Handle 36 V_{IN}, 10 A Loads (36V入力／10A出力の表面実装型 μ Module 昇降圧レギュレータ、インダクタを1つしか使用せず大出力にも対応)] Linear Technology, 2008年3月

謝辞

Sherlyn Dela Cruz氏、Alex Ilustrisimo氏、Roger Peppiette氏に感謝します。



著者について

Jon Kraft (jon.kraft@analog.com) は、アナログ・デバイセズのシニア・スタッフ・フィールド・アプリケーション・エンジニアです。コロラド州を拠点とし、ソフトウェア無線と航空宇宙用のフェーズド・アレイ・レーダーを担当しています。勤続年数は13年です。ローズ・ハルマン工科大学で電気工学の学士号、アリゾナ州立大学で電気工学の修士号を取得。9件の特許を保有しており（それらのうち6件はアナログ・デバイセズで取得）、現在も1件を申請中です。



著者について

Steve Knoth (steve.knoth@analog.com) は、アナログ・デバイセズの電源グループに所属するシニア・プロダクト・マーケティング・マネージャです。パワー・マネージメントIC (PMIC)、LDOレギュレータ、バッテリ・チャージャ、チャージ・ポンプ、チャージ・ポンプを利用するLEDドライバ、スーパーキャパシタ用のチャージャ、低電圧対応のモノリシック型スイッチング・レギュレータなど、あらゆる電源製品を担当しています。1990年以降、Micro Power Systems、アナログ・デバイセズ、Micrel Semiconductorにおいて、マーケティングや製品エンジニアリング関連の様々な職務を担当。2004年にアナログ・デバイセズに復帰しました。サンノゼ州立大学において、1988年に電気工学の学士号、1995年に物理学の修士号を取得。2000年にはフェニックス大学で技術管理分野の経営学修士号も取得しました。プライベートでは、子供たちとの時間を楽しむと共に、ピンボールやアーケード・ゲーム、マッスルカーなどに興じています。熱心な音楽愛好家でもあります。ビンテージ・トイや映画、スポーツ、自動車に関する記念グッズの売買／収集も趣味の1つです。