

携帯機器設計での チャージポンプ

受動部品の改良により、新世代のICには殆どのアプリケーションでチャージポンプ電圧変換が望まれるようになってきました。従来のチャージポンプではふさわしくない場合が多く、使用できるとしてもある程度の妥協が必要でした。例えば、精度に余裕があり、低負荷電流、高ノイズ許容範囲で最低限の効率が要求されるようなアプリケーションには、チャージポンプが低価格、小型、単純回路であること、さらにそのインダクタを伴わない動作が適しています。

現在のチャージポンプICは、高精度、高出力電流、センシティブなRFアプリケーションに適切な出力ノイズレベル、インダクタに基づく設計と同程度のバッテリー寿命といった、携帯機器システムの厳しい仕様を満足するようになっています。ここでは、幾つかのチャージポンプIC設計を比較し、インダクタレス(インダクタを伴わない)電源アプリケーションとその部品選択のガイドラインについて説明します。

はじめに

チャージポンプとは、エネルギーの保存と転送に、インダクタやトランスではなくコンデンサを適用したDC-DC電圧コンバータの一種です。(スイッチド・キャパシタコンバータとも呼ばれる)チャージポンプは、1つ以上のコンデンサを充放電するためのスイッチ又はダイオードネットワークを備えています。チャージポンプ回路での最も重要な特長は、インダクタを使用していないことです。

インダクタを回避しなければならない理由は幾つかあります。インダクタは、コンデンサに比べると入手源が少ないだけでなく、標準仕様や寸法にも限りがあり、部品の高さ、EMI、レイアウト上での問題、コストがコンデンサよりも高くなっています。(このような欠点を除けば、インダクタは問題ないと言えます。)より新世代のチャージポンプICは、電源のバイパス用として一般に使用され低価格のセラミックコンデンサと併用しても、満足できる動作を提供します。

基本的なチャージポンプは、アナログスイッチを内蔵したIC、又はダイオードを用いたディスクリート回路によって構成することができます(図1)。IC設計では、スイッチネットワークで充電状態と放電状態の間をスイッチし、ディスクリート設計では、ダイオードを介しクロック波形で充電状態と放電状態を制御します。いずれの場合も、電荷は“フライングコンデンサ”(C1)によって充放電し、“蓄積コンデンサ”(C2)で電荷を保持し、出力電圧を

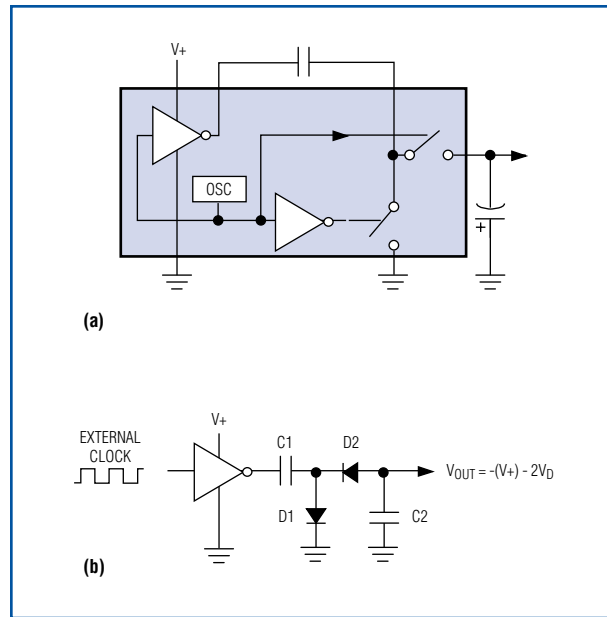


図1. 基本的なチャージポンプは、電圧の2倍圧、又は反転を提供します。これは、スイッチ内蔵IC (a)やダイオードを用いたディスクリート回路(b)で実現できます。

フィルタリングします。レギュレーションの追加、ノイズの低減、出力電圧の増大などが望まれる場合は、この設計をそれに応じて拡張・変更することができます。

チャージポンプは、インターフェイスICなどの個別部品や小型回路ブロックの電源として利用される場合が多く、システム電源として利用されるケースは殆どありません。しかし、携帯機器設計に要求される消費電流の低減とチャージポンプの出力電流機能の増大によって、この用途も変化し始めています。例えば、図2のチャージポンプIC1は、単三、又は単四アルカリ、ニカド又はニッケル水素バッテリー2個、又はリチウムバッテリー1個で駆動し、3.3Vで100mAを発生させることができます。

図2の回路は、2.2Vまでの入力に対して3.3Vの出力を維持することが可能です。2.4V以上の入力では、短時間ならば200mAを超える負荷を提供します。入力が3Vまでの5Vシステムでは、この回路に5Vのリニアレギュレータを追加すれば、アルカリ、ニカド又はニッケル水素バッテリー3個、又は充電式リチウムセル1個から150mAを提供することもできます。これらの回路の効率は、入力電圧が低い場合での80%から、バッテリー電圧が高い場合(セル2個で3.2V、セル3個で4.8V)での50%まで変化します。

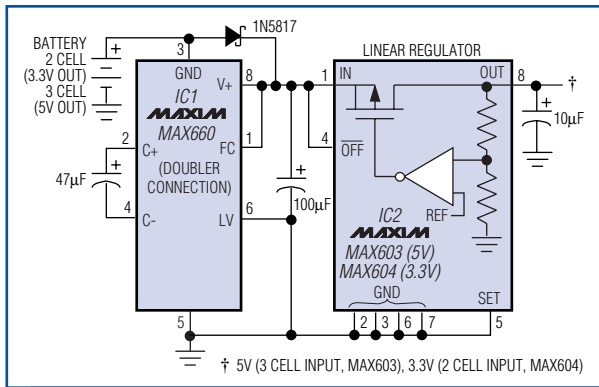


図2. チャージポンプブーストコンバータにリニアレギュレータを追加することで、2セル入力から3.3Vで200mAを、3セル入力から5Vで150mAを供給します。

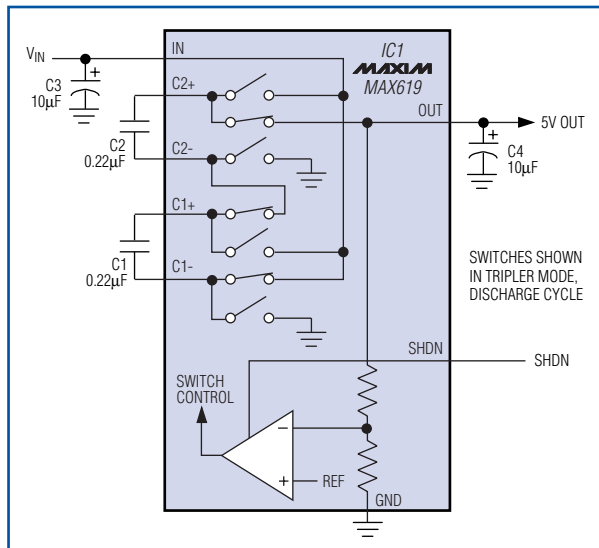


図3. このICは、出力レギュレーション付きのマルチスイッチブーストコンバータを備えています。この回路は、VINを2倍圧又は3倍圧にすることによって、効率の最大化を図っています。出力レギュレーションは、スイッチの制御情報をフィードバックすることによって維持されます。

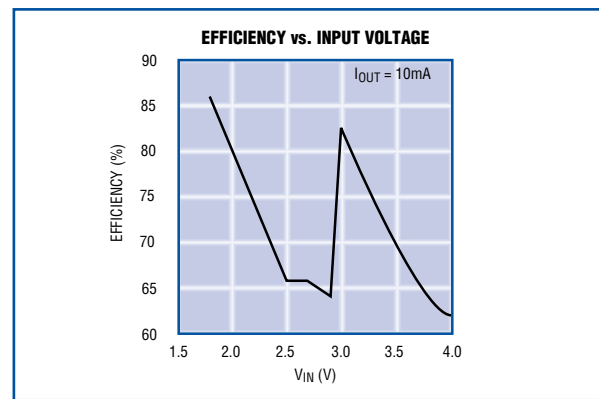


図4. 図3の回路で、内部チャージポンプが2倍圧と3倍圧の電圧間をシフトすると、効率/V_{OUT}プロフィールに途切れが発生します。

内部で安定化させたチャージポンプ

図2の回路では、外部にレギュレータを追加することによって、チャージポンプの安定化を図っています。負荷電流が低い場合は、チップ上にレギュレーションを追加する方法も考えられます。一般的に、モノリシックチップ上のレギュレーションには、リニアレギュレーション又はチャージポンプ変調を適用します。リニアレギュレーションは出力ノイズが最も低くなるため、(例えば) RFアンプ用GaAsFETバイアス回路ではより高いパフォーマンスが得られます。スイッチ抵抗を制御するチャージポンプ変調では、ICに直列バストランジスタを内蔵する必要がないため、与えられたチップサイズ(又はコスト)に対しより高い出力電流が得られます。

図3の回路は、メイン電源とバックアップ電源の両方に便利です。この回路は、入力範囲1.8V ~ 3.6Vで20mAまでの負荷電流に対して、5Vの安定化出力を供給します。3V以上の入力電圧では、出力電流を50mAまで増大させることができます。変換効率(図4)は、低価格のインダクタを用いた回路と同等です。ここで、入力電圧による変化に注意してください。電圧トリプラモードとダブルモードの自動切り替えが発生するV_{IN} = 3V付近では、効率にステップ変化が現れています。ダブル動作とトリプラ動作のそれぞれの領域では、V_{IN}が最低の時に効率が最高になり、各領域内では、V_{IN}によってロスが増加するに連れて効率も低下しています。

$$\text{電力ロス} = I_{\text{OUT}} \times [(2 \text{ 又は } 3)V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}]$$

図3の回路は、リニアパスエレメントを使わずに安定化を行っていますが、ロスは、リニアレギュレータに接続する非安定化ダブルやトリプラと同一になっています。これは、スイッチングサイクル内でポンプコンデンサの電圧が変化した時に発生するロスが原因です。ここで、それぞれ1Vと0Vに充電した2つの1µFコンデンサを考えてみましょう。これらコンデンサの蓄積エネルギーの合計は、次の通りです。

$$\frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}(1\mu\text{F})(1\text{V}^2) + \frac{1}{2}(1\mu\text{F})(0\text{V}^2) = 0.5\mu\text{クーロン}$$

これらを並列に接続すると、それぞれが0.5Vに再充電されるため、この時の合計は次のようになります。

$$\frac{1}{2}(1\mu\text{F})(0.5\text{V}^2) + \frac{1}{2}(1\mu\text{F})(0.5\text{V}^2) = 0.25\mu\text{クーロン}$$

従って、1Vから0.5V (50%)へのシフトで発生するロスは、リニアレギュレータが接続された固定V_{OUT}ダブル又はトリプラで予想される値と同一です。図3の回路では、ダブル動作とトリプラ動作の間を自動シフトすることによって V の変化を最小にし、効率を最適化しています。

動作電流

コンデンサを利用する電圧コンバータの多くは、非常に低い動作電流を提供します。これは、負荷電流が安定して低い場合や、多くの時間低いレベルでのシステムに有用です。より小型のハンドヘルド製品では、バッテリーの寿命を求める場合、最大負荷時の効率よりも軽負荷時の動作電流の方が重要になります。このような製品は、オフ状態で完全にオフになるのではなく、(μP やメモリなどに必要な)消費電流が $100\mu\text{A}$ 以下に下がり、サスペンドモード又はスリープモードになるのが一般的です。電源自体が同等の電流を消費する場合は、バッテリーの寿命に直接影響します。

チャージポンプの消費電流は、通常、動作周波数に比例します。最低の周波数で動作させて消費電流を最小化することも可能ですが、これを行うと(従来のチャージポンプICでは)リップル電圧が増大し出力電流能力が低下するだけでなく、より大きなポンプコンデンサが必要になってしまいます。ICの中には、ピン設定により動作周波数を可変できるタイプがあり、このトレードオフを最適化することができます。

より新しいチャージポンプICでは、低自己消費電流と高出力電流能力を同時に達成する方法(オンデマンドスイッチング)を採用しています。図3に示すシステムは、無負荷時の消費電流を $75\mu\text{A}$ (typ)にまで低下させるオンデマンド回路の例です。

図3の回路の最大負荷時の効率(図4)は、インダクタを使用した場合よりも低くなっており、非常に低い動作電流によってバッテリー寿命を拡張することができます。バッテリー寿命に対する動作電流の影響は、サスペンド状態やスリープ状態での動作時間に依存します。例えば図3のMAX619には、出力電圧が 5V 以下に低下した時にだけ動作するオンデマンドオシレータが内蔵されています。この結果、無負荷時の自己消費電流は僅か $75\mu\text{A}$ で、 $0.22\mu\text{F}$ のポンプコンデンサを使用して 50mA までの出力電流を供給できます。リチウムコインセルからバックアップ電圧を発生させる場合にも、低動作電流が重要になります。

フラッシュメモリ

チャージポンプコンバータに適したアプリケーションに、フラッシュメモリチップ用のプログラミング電圧の発生があります。特に電解コンデンサ数の低減や電解コンデンサの排除が必要な場合、チャージポンプのアプローチは、部品の高さに厳しい制限のあるクレジットカードサイズの製品に理想的です。このような目的で設計されたIC(図5)は、2バイトワードのフラッシュメモリをプログラミングするために適した 12V の“ V_{PP} ”電圧を供給します。この他に、 5V フラッシュデバイス用として 5V V_{PP} を供給するもの(上で述べたMAX619)もあります。

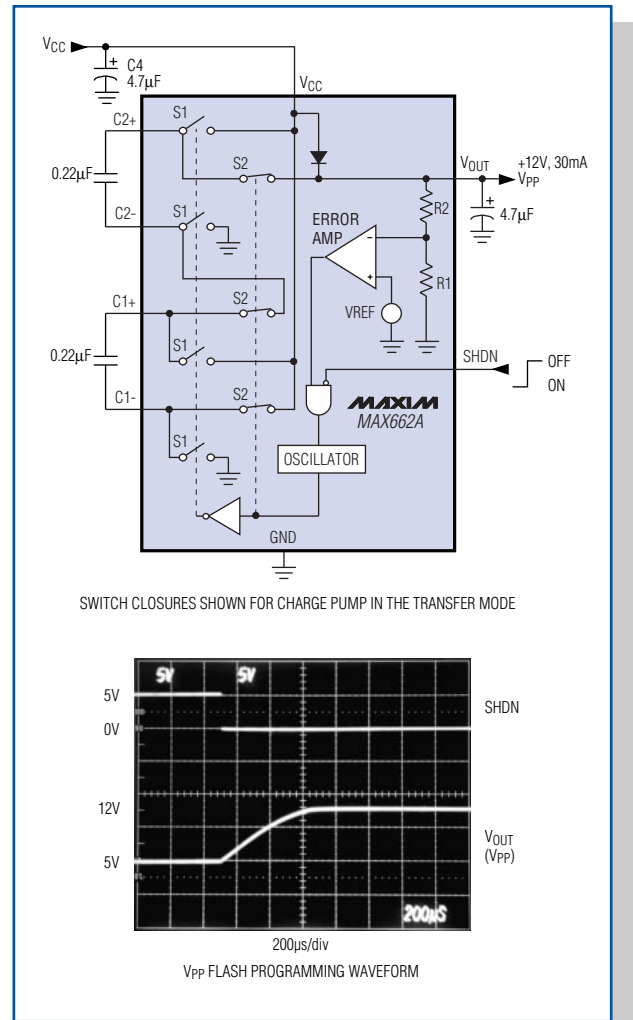


図5. このICは、 12V のフラッシュメモリ(12V)に必要な V_{PP} プログラミング電圧を発生させます。 V_{OUT} は、 30mA の負荷に対し完全に安定化されています。

他の電圧コンバータに比べると、このチャージポンプは、低レベル信号を処理するアプリケーションや低ノイズ動作を必要とするアプリケーションで優れたパフォーマンスを発揮します。又、リニアレギュレータでしか行うことのできなかったアプリケーションの電圧変換も、このチャージポンプで行える場合があります。このような機能は全てのチャージポンプに適用できるとは限りません。インダクタを用いた回路と比べた場合には、同様な欠点が有ります。

最大の利点は、インダクタやトランスに伴う磁界とEMIの排除です。但し、電圧の異なる入力ソースや別のコンデンサに接続した場合は、“フライングコンデンサ”へ流れる高い充電電流が、チャージポンプ回路のEMIソースになってしまいます。瞬時電流を制限するのは、コンデンサのESR及びスイッチ抵抗で、最低5 μs ぐらいです。低ノイズ動作のチャージポンプでない限り、これら

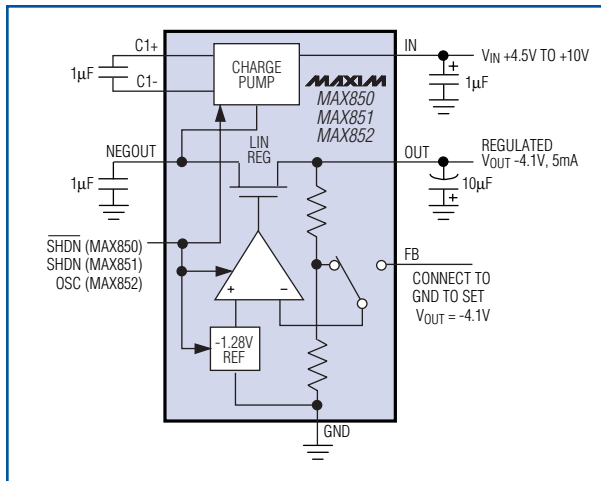


図6. このGaAsFETバイアス電源は、出力ノイズを2mVp-pに制限するリニアレギュレータを内蔵しています。

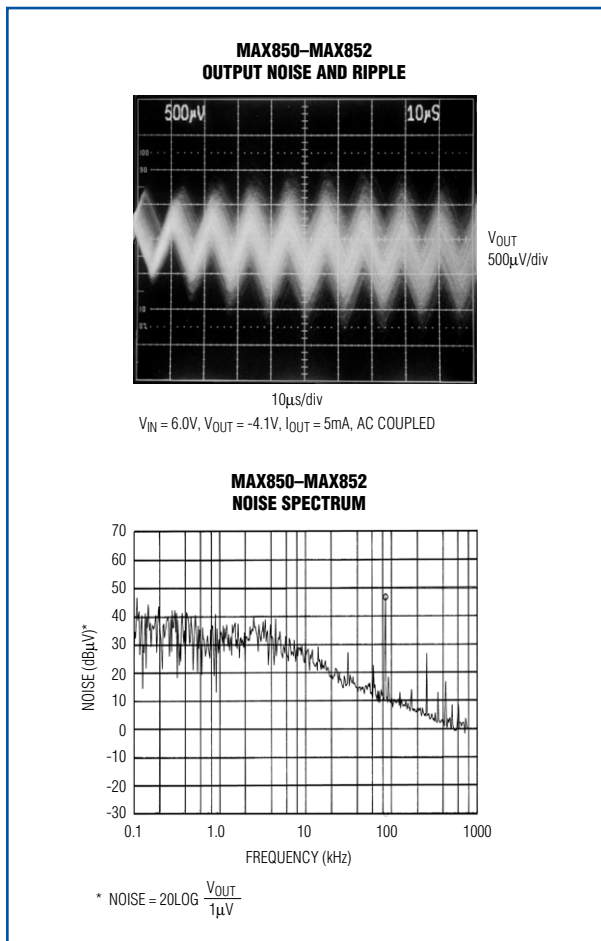


図7. 図6の回路のノイズを示しており、2mVp-p以下に抑えられています。

の高い $1/t$ によって発生したノイズは、次段でのフィルタリング又は大容量コンデンサによって排除するしか方法はありません。

低ノイズチャージポンプコンバータの一例として、MAX850 (図6)があります。このデバイスは、GaAsFET RF パワーアンプ用として、非常に低ノイズの負バイアス電圧を発生するように設計されており、インバーティングチャージポンプに低ノイズの負出力リニアレギュレータを組み合わせています。MAX850は5VDCで動作し、高いスイッチング周波数(100kHz)によって低容量の外付けコンデンサが利用できるようになっています。出力リップルとノイズは、内蔵されたレギュレータによって2mVp-pまで抑えています。このノイズ(図7)は、スイッチング電源としては非常に低いレベルです。

電流がより高いアプリケーションで同様のアプローチを適用すると、大容量(2ギガバイト以上)のハードディスクドライブの磁気抵抗性読み書きヘッドに対して、低ノイズバイアスを提供することができます。このようなドライブには、一般的に100mAで-3Vが必要であり、出力ノイズとリップルは10mVp-p以下であることが必要です。このポンプ出力のスイッチングトランジエントによって、MRヘッドプリアンプへの直接接続はできませんが、3つのトランジスタから成る安価なりニアレギュレータを挿入することが可能です(図8)。殆どの場合この構成で十分ですが、出力精度は、(簡易性から) V_{IN} がレギュレータの基準電圧となるため、 V_{IN} の許容範囲に依存することになります。出力リップル及びノイズは、約5mVp-pです。

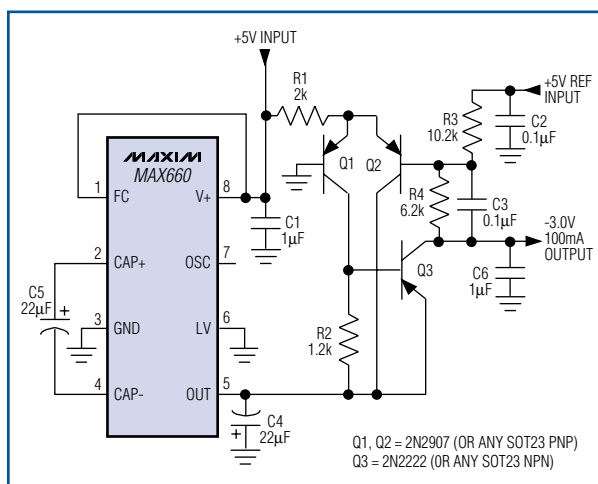


図8. 安価な3つのトランジスタから成る回路によって、チャージポンプICへの出力として安定化された100mA、-3Vを得ることができます。

コンデンサの選択

チャージポンプに関連する情報の中でも、特定の負荷電流に必要な最小コンデンサ容量は、常に明確であるとは限りません。殆どのチャージポンプICでは、適切な容量として1つ又は2つの値がデータシートに推奨されているのですが、(特に負荷電流が低い場合には) ICは広範囲の容量で動作することができます。殆どの設計において、許容できる出力電圧、電流、リップルが得られるような最小容量を規定することができます。これらの値は、容量だけでなく、スイッチング周波数やスイッチ抵抗にも依存します。

リップルと出力電流に対する容量値の影響は、図9の8つのグラフに示す通りです(概要については表1を参照してください)。それぞれのグラフでは、マキシム社の3つの共通チャージポンプDC-DCコンバータ(MAX660、MAX860、MAX861)に関するデータシート情報の補足として、次の5つの曲線を示しています。

- 1) MAX660、高周波数モード($FC = V_+$)、約40kHz
- 2) MAX860、高周波数モード($FC = OUT$)、約100kHz
- 3) MAX860、中間周波数モード($FC = GND$)、約40kHz
- 4) MAX861、高周波数モード($FC = OUT$)、約200kHz
- 5) MAX861、中間周波数モード($FC = GND$)、約90kHz

これらのグラフから、小型のセラミックコンデンサでも低負荷電流ならば供給することができます。セラミックコンデンサは、技術の発展により高容量のものがより安価に製造されるようになってきました。最近では、10 μ Fまでのセラミックコンデンサであれば、ニッケミ、トーキン、TDK、ムラタからボリューム価格が¥40程度で購入することができます。

図9の各曲線の周波数は、 V_{IN} が低目(4.5V = 5V - 10%、3.0V = 3.3V - 10%)に設定されているため、データシートの典型的な値よりも多少低くなっています。グラフの中には、2.2 μ Fよりも2.0 μ Fの方で電流が高くなっているものも見られます。これは、1 μ F及び2 μ Fがセラミックチップ(Z5U)、2.2 μ F以上がタンタルタイプ(AVX TPS シリーズ)になっているためです。電流とリップルに関するデータは、 V_{OUT} が表1の値になるまで出力に負荷を加えることによって得ています。(高い容量値では、リップルの向上は無視できる程度です。) V_{OUT} は、負荷電流が低くなるに連れて高くなりますが、 $-(V_{OUT})$ は V_{IN} を超えることはありません。

チャージポンプのトリック

電力変換は、ディスクリートコンデンサを利用する方法から集積チャージポンプを利用する方法へと変遷してきました。チャージポンプ技術は、50Hz/60Hz ACライン電源で長年利用されてきたばかりでなく、数kVの出力用

として高圧乗算器に対しても適用されてきました。一方、CMOSアナログスイッチの出現によって、非常に少数の部品で複雑な機能を集積化することが可能になりました。ダイオードスイッチは最低0.6Vの電圧降下を示すのに対し、CMOSスイッチでは、低電流での電圧降下が実質的にゼロになるという利点があります。但し、最新のチャージポンプICを利用しているアプリケーションの中にも、ディスクリート部品を追加することによってパフォーマンスを向上できるものもあります。

5Vから ± 20 Vへの低電力コンバータは、デュアル出力チャージポンプICにディスクリートのダイオードから成るブースト段を増強することで、かなり小型化することができます。このような電源は、CCD電源、LCDバイアス、バラクタチューナに対して有用です。MAX864は、それ自体で、5V入力から ± 10 V(負荷に依存して電圧低下)を、3.3V入力からは ± 6.6 Vを発生させることができます。ダイオードとコンデンサ段を追加することにより(図10)、これらの出力を2倍の約 $\pm 4V_{IN}$ にすることも、1.5倍の約 $\pm 3V_{IN}$ にすることも可能になります。この場合、外部ダイオード/コンデンサネットワークは、 ± 15 V出力ではC1に、 ± 20 V出力ではC2に接続します。

シリコンダイオード(低価格用)とショットキーダイオード(高出力用)を使用した時に、図10の各回路で得られた出力電圧と負荷電流の関係を図11に示します。これらの回路は20mAまでを供給することができる上、1 μ Fフィルタコンデンサでの出力リップルは100mV以下です。もし必要ならば、コンデンサ値を少し大きくすることで、この値を大幅に低下させることができます。図10のICは、1 μ Fコンデンサが利用できるように100kHz動作用に設定されているため、無負荷時の消費電流が7mAになっています。ピンをプログラムして周波数を下げることにより、消費電流を600 μ Aにまで低下させることも可能ですが、図11の出力電流を得るためには、10 μ Fのより大きなコンデンサが必要です。

通常、単一段のチャージポンプコンバータでは、プラスの入力電圧以上のマイナス出力を得ることはできません。2.5V ~ 5.5Vの入力から-8V以上のマイナス出力を得たい時は、図12に示すようなディスクリートのダイオードを追加します。この場合、ピーク・ツー・ピークノイズは図7と同じです。5つの異なる入力電圧における安定化出力電圧と出力電流の関係を図13に示します。

バッテリー電圧やライン電圧を低電力コンピュータ周辺装置に供給しなくて済むように、シリアルポートから数ミリワットを得ることができます。一般のPCマウスやその他の類似品では、モデム制御信号DTR及びRTSに依存していますが、図14の回路では、3線ポートのTXラインから電源を得ています。CMOSマイクロコントローラや数個の周辺部品には、この出力(8mA)で十分です。TXラインは、マイナス電圧でアイドル状態になるため、ICの入力極性が逆転します(OUTピンとグランド間に供給した

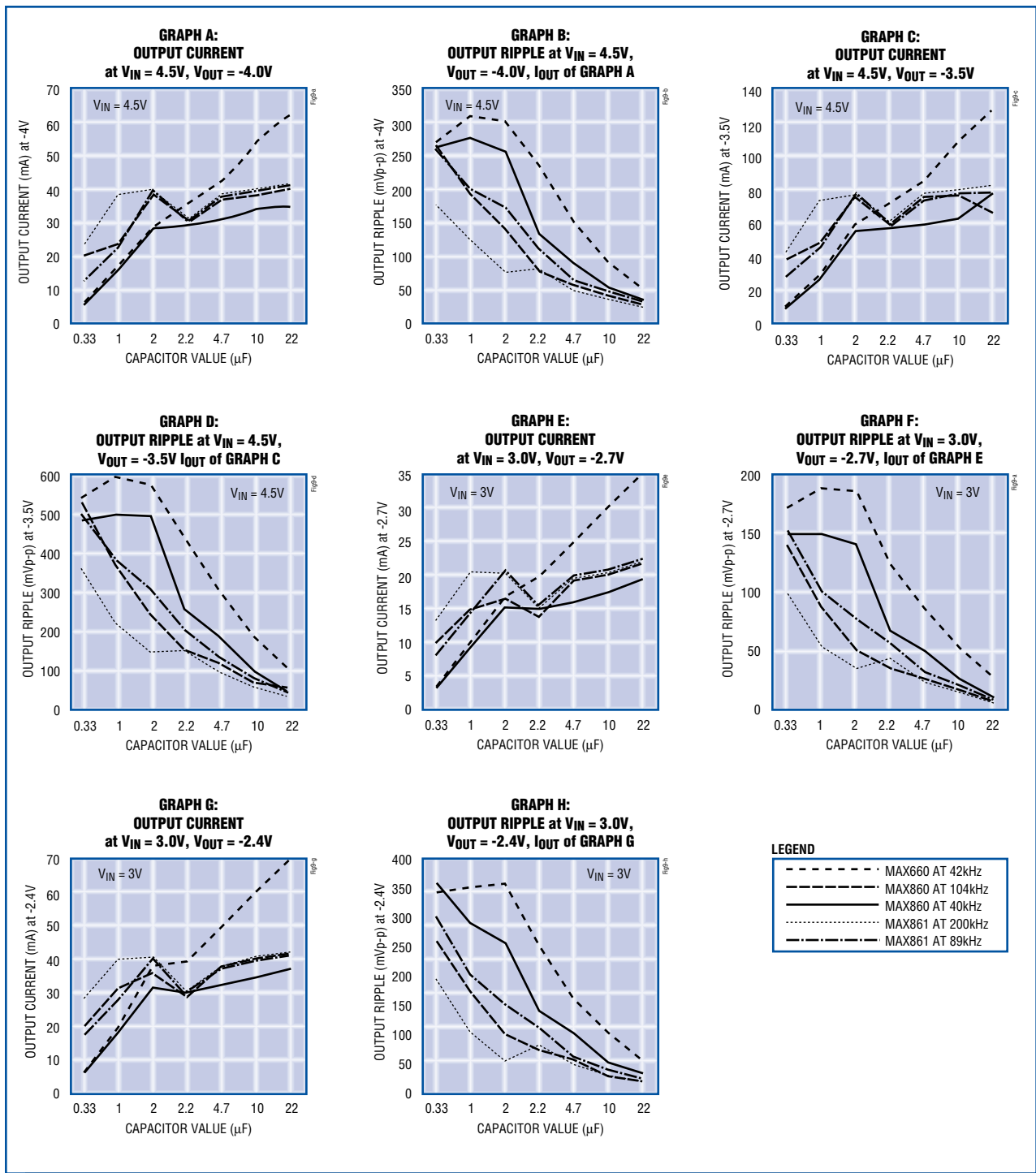


図9. これらのグラフ(A~H)は、チャージポンプ電圧コンバータの動作周波数、コンデンサ容量、動作電流、及び出力電圧の関係を示しています。このデータを利用することにより、与えられた負荷に対して最低容量値と動作電流を選択することができます。

表1. 図9のグラフの概要

| GRAPH | V_{IN} (V) | V_{OUT} (V) | PLOTTED DATA | GRAPH | V_{IN} (V) | V_{OUT} (V) | PLOTTED DATA |
|-------|--------------|---------------|---|-------|--------------|---------------|--|
| A | 4.5 | -4.0 | I_{OUT} vs. cap. value (0.33 μ F to 22 μ F) | E | 3.0 | -2.7 | I_{OUT} vs. cap. value |
| B | 4.5 | -4.0 | Ripple vs. cap. value, at I_{OUT} from "A" | F | 3.0 | -2.4 | Ripple vs. cap. value, at I_{OUT} from "E" |
| C | 4.5 | -3.5 | I_{OUT} vs. cap. value | G | 3.0 | -2.4 | I_{OUT} vs. cap. value |
| D | 4.5 | -3.5 | Ripple vs. cap. value, at I_{OUT} from "C" | H | 3.0 | -2.7 | Ripple vs. cap. value, at I_{OUT} from "G" |

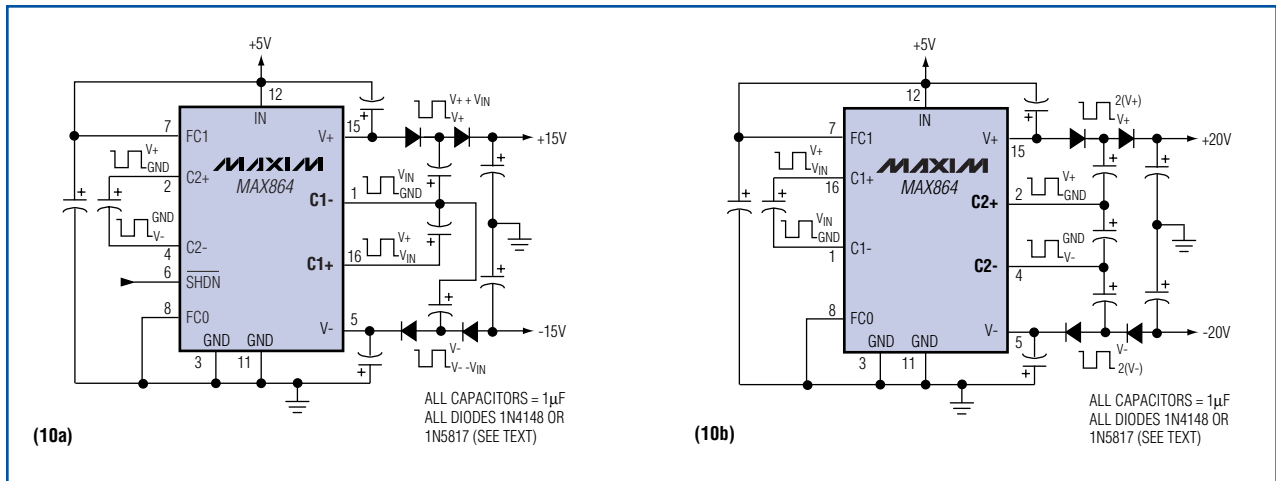


図10. 多くのチャージポンプICに、外部ダイオードとコンデンサを追加することにより、より高い出力電圧を得ることができます。これらの回路では、±20Vまでを供給できます。

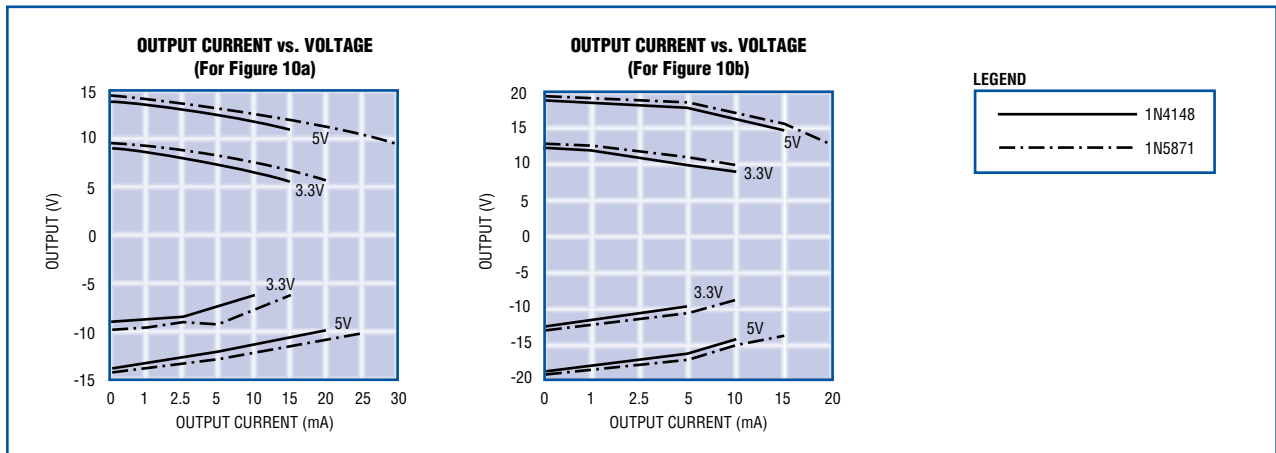


図11. 図10の2つの回路の V_{OUT} と I_{OUT} の関係

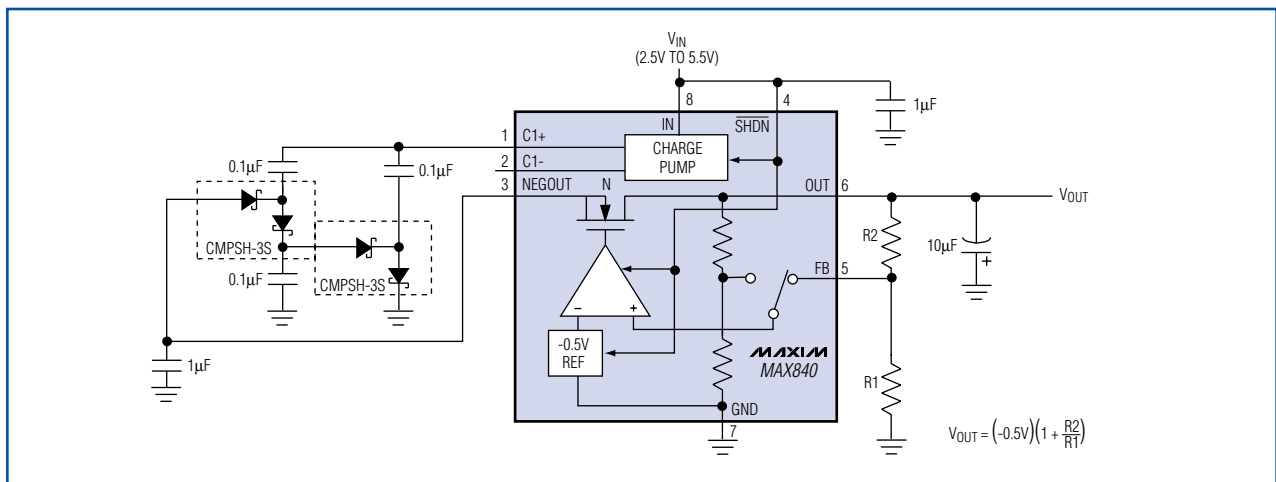


図12. 低ノイズ安定化チャージポンプにダイオード/コンデンサネットワークを外接続することにより、最小入力電圧を4.5Vから2.5Vに低下させています。

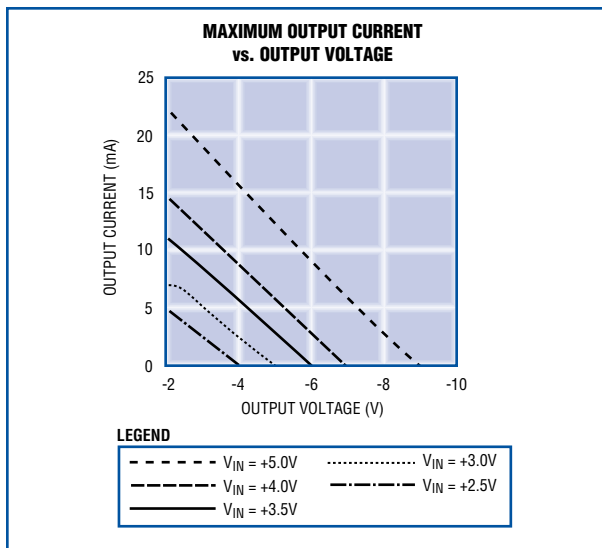


図13. 図12の回路の I_{OUT} と安定化 V_{OUT} の関係

マイナス入力電圧によって、ICを逆方向へ動作させることができます。)この時ツェナダイオードD1が、4.7V出力に対するシャントレギュレーションを提供します。

このように、チャージポンプICを利用することで携帯機器システムの電源を小型化することができるため、絶えず紹介されている新技術やICの新設計に注意することも重要です。マキシム社では、表2～表4に示すような各種のチャージポンプICを提供しています。

(資料請求番号：1)

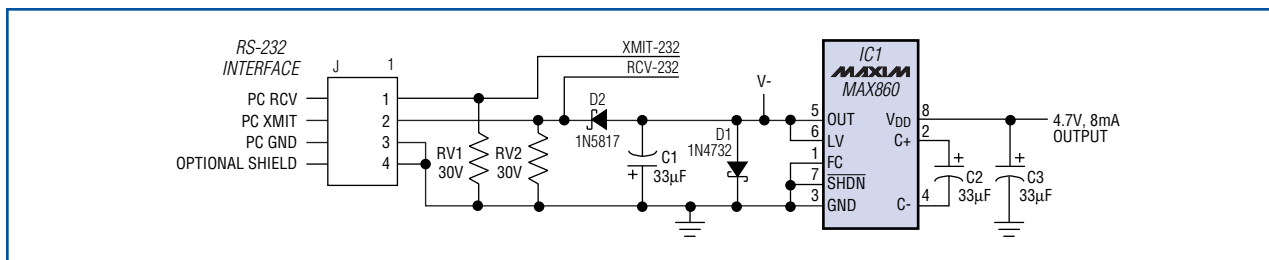


図14. このチャージポンプを電圧ダブルモードで動作させると、(RS-232ポートのTXラインからの)マイナス入力電圧を安定化5V/8mA出力に変換できます。

表2. 単一出力チャージポンプ

| PARAMETER | MAX828 | MAX829 | MAX860 | MAX861 | MAX660 | MAX1044 | ICL7662 | ICL7660 |
|-------------------------|-------------|-------------|---|---|---------------------------|-----------|-----------|-----------------|
| PACKAGE | SOT23-5 | SOT23-5 | SO-8, μ MAX | SO-8, μ MAX | SO-8 | SO-8 | SO-8 | SO-8, μ MAX |
| OUTPUT CURRENT (mA typ) | 0.06 | 0.15 | 0.2 @ 6kHz, 0.6 @ 50kHz, 1.4 @ 130kHz | 0.3 @ 13kHz, 1.1 @ 100kHz, 2.5 @ 250kHz | 0.12 @ 5kHz, 1 @ 40kHz | 0.03 | 0.25 | 0.08 |
| OUTPUT (Ω typ) | 20 | 20 | 12 | 12 | 6.5 | 65 | 125 | 55 |
| PUMP RATE (kHz) | 12 | 35 | 6, 50, 130 | 13, 100, 150 | 5, 40 | 5 | 10 | 10 |
| INPUT (V) | 1.25 to 5.5 | 1.25 to 5.5 | 1.5 to 5.5 | 1.5 to 5.5 | 1.5 to 5.5 | 1.5 to 10 | 1.5 to 20 | 1.5 to 10 |

表3. 安定化チャージポンプ

| PARAMETER | MAX619 | MAX662A | MAX840/843/844 | MAX850/1/2/3 |
|----------------------------------|------------|------------------------------|-------------------------|-------------------------|
| PACKAGE | SO-8 | SO-8 | SO-8 | SO-8 |
| OUTPUT CURRENT (mA typ) | 0.075 | 0.185 | 0.75 | 2 |
| OUTPUT (V) | 5 \pm 4% | 12 \pm 5% | -2, or set -0.5 to -9.4 | -4.1, or set -0.5 to -9 |
| GUARANTEED I _{OUT} (mA) | 50 | 30 | 4 | 5 |
| PUMP RATE (kHz) | 500 | 500 | 100 \pm 20 | 100 \pm 20 |
| INPUT (V) | 2 to 3.6 | 4.5 to 5.5 | 2.5 to 10 | 4.5 to 10 |
| SHUTDOWN | Yes | Yes | Yes | Yes |
| FEATURES/COMMENTS | — | Flash memory V _{pp} | Low-noise GaAsFET bias | Low-noise GaAsFET bias |

表4. マルチ出力チャージポンプ

| PARAMETER | MAX680 | MAX865 | MAX864 |
|---|-------------------|-------------------|---|
| PACKAGE | SO-8 | μ MAX | QSOP |
| OUTPUT CURRENT (mA typ) | 1 | 0.6 | 0.6 @ 7kHz, 2.4 @ 33kHz, 7.0 @ 100kHz, 12 @ 185kHz |
| OUTPUT (V) | \pm 10V (5V in) | \pm 10V (5V in) | \pm 10V (5V in) |
| POSITIVE Z _{OUT} (Ω typ) | 150 | 150 | 55 |
| NEGATIVE Z _{OUT} (Ω typ) | 90 | 75 | 34 |
| PUMP RATE (kHz) | 8 | 24 | 7, 33, 100, 185 |
| INPUT (V) | 2 to 6 | 2 to 6 | 1.75 to 6 |
| SHUTDOWN | No | No | Yes |