

交错式反相电荷泵—— 第一部分：用于低噪声 负电压电源的新拓扑结构

Jon Kraft, 高级现场应用工程师
Steve Knoth, 产品营销经理

简介

精密仪器仪表或射频(RF)电路中的噪声必须最小化,但由于这些系统的特性,降低噪声要应对许多挑战。例如,这些系统常常必须在宽输入电压范围内工作,同时要满足严格的电磁干扰(EMI)和电磁兼容性(EMC)要求。此外,系统中挤满了电子元器件,因而存在空间限制且对热敏感。集成电路(IC)日益提高的复杂度导致这些系统需要更多的电源电压轨。生成所有这些电压轨,满足上述要求,并使整个系统保持低噪声,是一个艰巨任务。

ADI公司提供了多种多样的解决方案来产生低噪声电源。这些解决方案中的大多数设计用于产生正电压轨,只有很少的专用IC用于产生负电压。当负电压需要为低噪声器件(如RF放大器、开关和数据转换器ADC/DAC)供电时,选择范围特别有限。

本系列文章的第一部分将介绍一种从正电源产生这种低噪声负电压轨的新方法。首先简要说明负电压轨通常如何产生以及用在何处。然后,在介绍交错式反相电荷泵(IICP)拓扑之前,我们将讨论标准反相电荷泵。通过对IICP的输入和输出电压纹波的简短推导,强调其在低噪声系统中的特有优势。

该系列的第二部分将给出一个使用ADI公司新型ADP5600实现IICP的实际示例。首先通过测量电压纹波和电磁辐射骚扰来将此器件与标准反相电荷泵进行比较。然后使用第一部分中的公式来优化IICP性能,并开发出一种为低噪声RF电路供电的完整解决方案。

产生负电压的传统方法

为了产生负电压,通常采用以下两种方法之一:使用电感开关稳压器或使用电荷泵。电感开关稳压器利用电感或变压器产生负电压。这些磁转换器拓扑的例子有:反相降压、反相降压-升压和Ćuk。在解决方案尺寸、成本、效率、噪声产生和控制环路复杂性方面,每种拓扑都有其优点和缺点^{1,2}。一般而言,基于磁性元件的转换器适合需要较高输出电流(>100 mA)的应用。

对于所需输出电流小于100 mA的应用,电荷泵正转负(反相)DC-DC转换器可以非常小,并且EMI低,因为不需要电感或控制环路。它们只需要通过开关在电容之间移动电荷——将产生的电荷提供给输出。

因为电荷泵不使用任何磁性元件（电感或变压器），所以其EMI通常比感性开关拓扑要低。电感往往比电容大得多，非屏蔽电感还会像天线一样广播电磁辐射骚扰。相比之下，电荷泵中使用的电容不会产生比典型数字输出更多的EMI。电荷泵可以用短走线轻松布线，以减少天线面积和容性耦合，从而降低EMI。

表1比较了基于电感的开关稳压器和开关电容反相拓扑。

表1. 磁电荷泵与反相电荷泵的比较

特性	基于电感的开关稳压器	开关电容电压转换器
设计复杂度	中到高	低
成本	中到高	低到中
噪声	低到中	低
效率	高	低到中
热管理	最佳	中等到良好
输出电流	高	低
需要磁性元件	是	否
限制	尺寸和复杂度	V_{IN}/V_{OUT} 比

传统反相电荷泵

传统反相电荷泵的配置如图1所示。

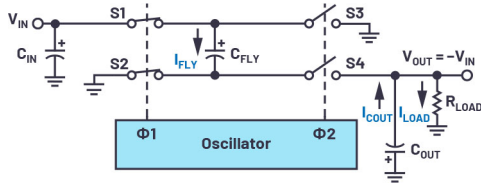


图1. 反相电荷泵原理图。

电荷泵的输出阻抗 R_{OUT} 定义为电荷泵机制从输入到输出的等效电阻。它可以通过测量输入至输出电压差并除以负载电流求得：

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

对于反相电荷泵， $GAIN = -1$ 。

或者，等效输出电阻可以作为开关频率、开关电阻和反激电容大小的函数来计算，一般简化为：

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

其中 $\sum_1^4 R_{ON}$ 为四个开关电阻之和。

四个开关以相同频率 f_{OSC} 工作，每个都在开关周期 T 的一半时间内处于导通状态，其中 $T = 1/f_{OSC}$ 。基于开关周期的两部分，可以将操作分为两个阶段，如图2所示。

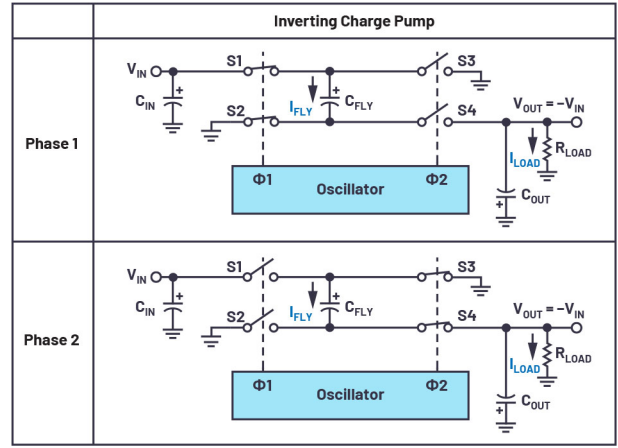


图2. 电荷泵在每个操作阶段都要反相。

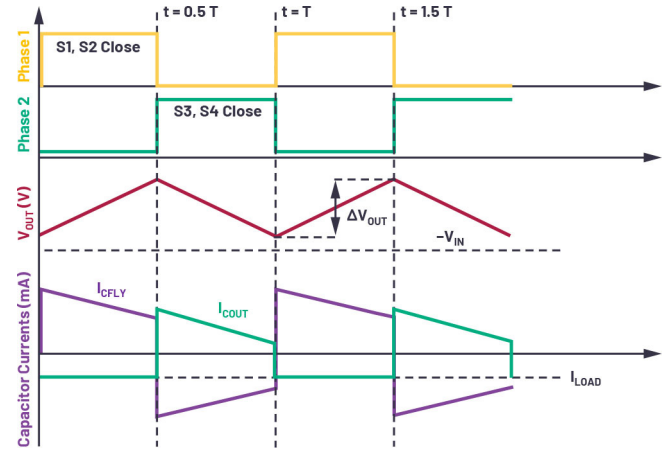


图3. 反相电荷泵的时序图。

图3给出了电荷泵各阶段操作的电压和电流。在阶段1中，S1和S2闭合，S3和S4断开。这会将飞跨电容(C_{FLY})充电至 $+V_{IN}$ 的电压。在阶段2中，S1和S2断开，S3和S4闭合，来自 C_{FLY} 的能量释放到输出中。操作的两个不同阶段意味着，断续电流从 V_{IN} 流入 C_{FLY} ，断续电流从 C_{FLY} 流出到 C_{OUT} 。这会导致 C_{IN} 和 C_{OUT} 上出现电压纹波，纹波可以计算如下：

$$I_{LOAD} = C_{OUT} \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta t} \quad (3)$$

求解输出电压纹波可得：

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

同样，输入电压纹波为：

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

公式4和公式5说明，对于标准反相电荷泵，电压纹波是开关频率和输入（或输出）电容的函数。更高的频率和更高的电容会以1:1的关系减少纹波。然而，提高频率存在实际障碍——这会增加芯片的电流消耗，从而降低效率。

同样，成本和PCB面积常常会限制反相电荷泵的最大输入和输出电容。另请注意，反激电容在电荷泵的输出纹波中不起作用。

为了减少纹波，可以在电荷泵周围构建输入和输出滤波器，但这又会提高复杂性和电荷泵的输出电阻。不过，这些问题可以通过对标准反相电荷泵逆变器进行改进来解决：交错式反相电荷泵(IICP)。

交错式反相电荷泵(IICP)

相位交错广泛用于感性开关稳压器（即多相操作）中，目的是减少输出电压纹波³。以恰好50%的占空比交错的2相降压转换器，理论上产生0 mV的输出电压纹波。当然，稳压降压转换器的占空比会随输入和输出电压而变化，因此只有 $V_{IN} = 2 V_{OUT}$ 时才能实现50%的占空比。电荷泵通常以恰好50%的占空比工作，因此，交错式电荷泵逆变器值得考虑。

当裸片上需要极低电流的负轨时，有时会在IC内使用交错式电荷泵，但目前尚无商用的专用IICP反相DC-DC转换器。IICP的结构需要两个电荷泵和两个飞跨电容。第二电荷泵与第一电荷泵以180°错相操作开关。我们来看一下IICP的设置和输出纹波，并重点说明如何优化其性能。设置如图4所示，时序图如图5所示。

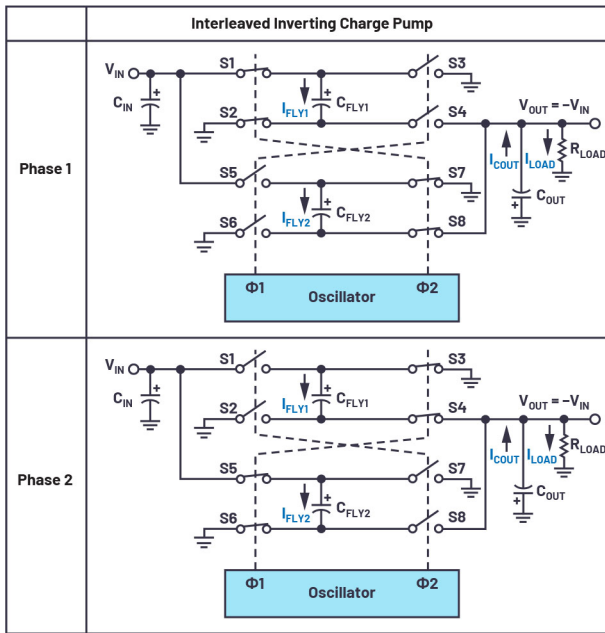


图4. 交错式反相电荷泵。

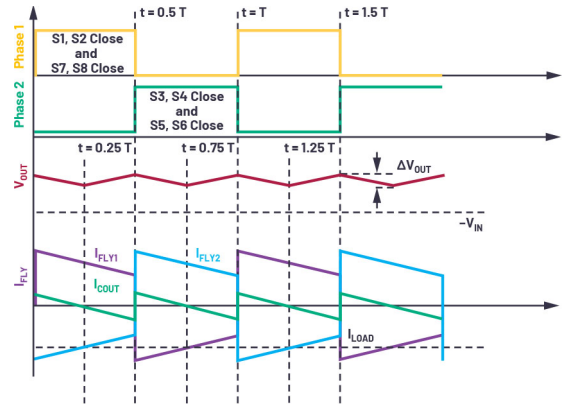


图5. 交错式反相电荷泵的时序图。

在振荡器的每一相中，飞跨电容之一连接到 V_{IN} ，另一个连接到 V_{OUT} 。乍一看，有人可能会认为添加第二个电容只会将电压纹波减小一半。但是，这是不准确的过度简化。实际上，输入和输出电压纹波可能远小于标准逆变器，因为电容始终从输入端充电并向输出端放电。从IICP输出电压纹波的推导过程可以更好地理解这一点。

IICP输出电压纹波推导

由于IICP总是有一个飞跨电容向输出提供电流，因此可以简化其输出级，如图6所示。

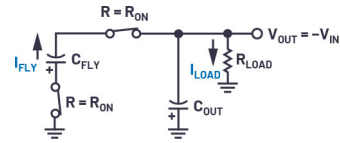


图6. 简化的IICP输出级。

此外，IICP的输出电阻（如公式1所定义）可近似为：

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

其中 $\sum_1^8 R_{ON}$ 为开关电阻之和。

将电流加到 I_{LOAD} 中，我们得出：

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

其中dt等于开关周期的四分之一（ $T/4$ 或 $1/(4 \times f_{OSC})$ ）。输出电压纹波 ΔV_{OUT} 为 dV_{OUT} ， $V_{CFLY}(t)$ 为 C_{FLY} 两端的电压差。我们可以合理地假设，相对于飞跨电容电压纹波，输出电压纹波很小。为了计算 ΔV_{OUT} ，我们需要了解 $V_{CFLY}(t)$ 。从图6可知， I_{FLY} 等于流经两个导通开关的电流。每个开关有 R_{ON} 的电阻。所以：

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

为了解 $V_{CFLY}(t)$ 的这个微分方程，必须知道至少一个初始条件。此条件可通过查阅图5中的时序图得知。请注意，从 $t = 0$ 到 $t = T/4$ ，两个 C_{FLY} 电容均向 I_{LOAD} 提供电流，并对 C_{OUT} 充电。然后，从 $t = T/4$ 到 $t = T/2$ ， C_{FLY} 和 C_{OUT} 向输出负载提供电流。在 $t = T/4$ （及类似的 $t = 3/4 T$ ）时刻， C_{OUT} 对 I_{LOAD} 的贡献恰好为0。所以，此时 I_{LOAD} 等于 I_{FLY} ，而 V_{CFLY} 的电压为：

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

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

使用公式8和公式9，我们可以微分求解 $V_{CFLY}(t)$ ：

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

其中 $\beta = e^{1/8RC}$

其中， f 为 f_{OSC} ， R 为 R_{ON} ， C 为 C_{FLY}

为了求得公式7的 V_{CFLY} 变化量，取两个点（例如 $t = 0$ 和 $t = T/4$ ），对每个点求解公式10。结果简化为：

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

结合公式11和公式7，求解 ΔV_{OUT} 得出：

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

公式12的影响最初可能并不明显。先通过考虑理想开关的情况（ $R_{ON} = 0\Omega$ ）来简化它可能会有帮助。这样做会使第二项接近于零，仅留下第一项。第一项非常类似于标准反相电荷泵纹波（公式4），但IICP的双飞跨电容使分母增大2倍。两倍的电荷泵使纹波减半。该结果与直观判断一致。

但是，公式12的重要部分是后半部分。注意第二项的负号，这意味着该部分会减小输出电压纹波。重点看导通电阻(R_{ON})和飞跨

电容(C_{FLY})。在标准反相电荷泵中，这些项在降低输出电压纹波方面不起作用。但在IICP中，导通电阻会起到让充电和放电电流平滑的作用。双飞跨电容使这种充电/放电动作不会中断。

输出电压纹波验证

我们可以利用电路仿真来检查公式12的准确性以及用于推导该公式的假设的有效性。使用LTspice®很容易完成这项工作。该仿真的原理图如图7所示，文件可供[下载](#)。

在多种条件下进行了比较，结果汇总于表2。

表2. 各种配置的理论结果与LTspice仿真结果的比较

V_{IN} (V)	I_{LOAD} (mA)	f_{OSC} (kHz)	C_{OUT} (μ F)	C_{FLY} (μ F)	R_{ON} (Ω)	V_{OUT} 纹波(mV)	
						公式	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显示，公式12与仿真非常接近，从而验证了简化公式时所做假设的有效性。现在，我们可以使用该公式权衡在IICP实现中不同做法的利弊。

比较IICP和标准电荷泵的电压纹波也很有帮助。在本系列的第二部分中，我们将展示这些不同的平台实验数据的差异性。但现在，图8中的LTspice模型可以说明输出电压纹波的差异。

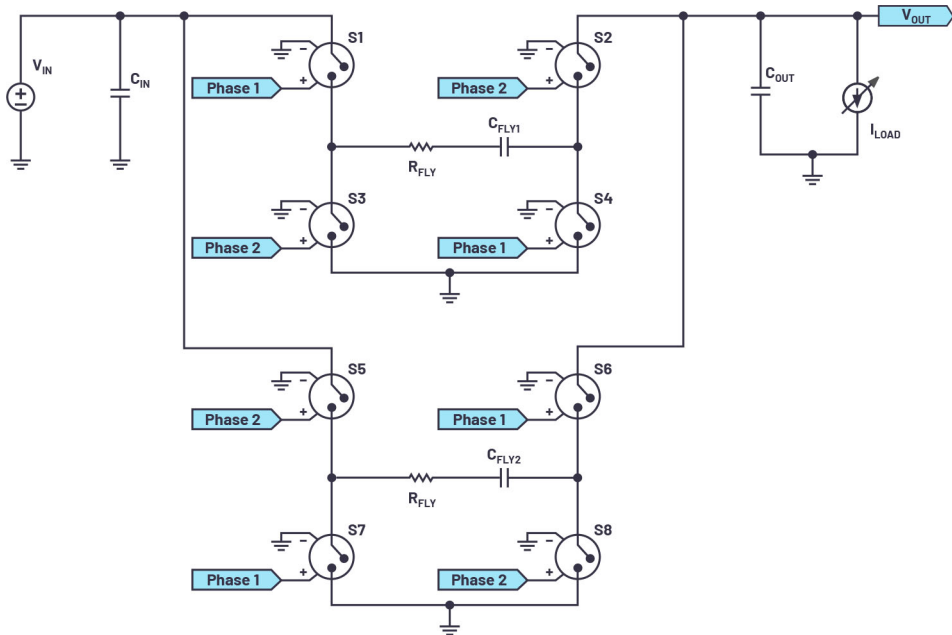


图7. LTspice中的交错式反相电荷泵。

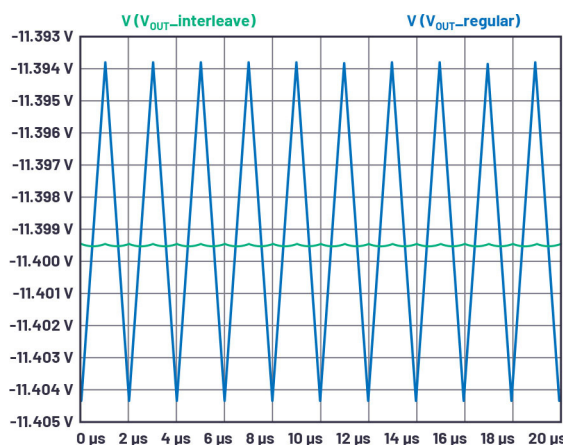


图8. IICP与常规电荷泵的输出电压纹波比较: $V_{IN} = 12\text{ V}$, $I_{LOAD} = 50\text{ mA}$, $C_{FLY} = 2.2\text{ }\mu\text{F}$, $C_{OUT} = 4.7\text{ }\mu\text{F}$, $R_{ON} = 3\text{ }\Omega$ 。为了直观地与常规电荷泵进行比较, 其 R_{ON} 减半且 C_{FLY} 加倍。

IICP拓扑优化

推导完IICP公式并证明其有效性后, 我们得出两个主要结论:

对于IICP, 导通电阻(R_{ON})会同时减少输入和输出电压纹波, 这是很理想的结果。相反, 在标准反相电荷泵中, 导通电阻是完全不适宜的, 因为它会增加电荷泵的 R_{OUT} , 而且不会降低纹波电压。实际上, 我们可以在反激电容上串联一个电阻来进一步增加导通电阻。这就为我们以增加电荷泵电阻为代价来减少输入和输出电压纹波提供了一种手段。在本系列第二部分讨论IICP的使用案例时, 我们会进一步探讨这种手段。

其次, 可以优化飞跨电容的值及其与 C_{OUT} 的比率, 以进一步优化纹波。例如, 小型封装的大输出电容可能很难找到, 而且在较

高电压下电容会明显降额。但是, 通过减小 C_{OUT} , 然后增大 C_{FLY} , 可以获得相同的输出电压纹波, 而电容值更容易获得。例如, 不需要 $C_{FLY} = 1\text{ }\mu\text{F}$ 且 $C_{OUT} = 10\text{ }\mu\text{F}$, 而是将它们都设置为 $2.2\text{ }\mu\text{F}$, 两种情况下获得的输出电压纹波几乎相同。与 $10\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$ 电容相比, 小型封装的 $2.2\text{ }\mu\text{F}/25\text{ V}$ 电容更容易获得。第二部分中的示例应用对此进行了探讨。

结论

以上是关于交错式反相电荷泵拓扑的系列文章(分两部分)的第一部分。本部分介绍了IICP拓扑的一般概念, 包括输入/输出电压纹波计算。输入/输出纹波公式的推导得出了关于如何优化IICP解决方案性能的重要见解。

本系列的第2部分将介绍ADP5600, 这是一款用于IICP拓扑的集成解决方案。我们将测量其性能, 并与标准反相电荷泵进行比较。最后, 我们将把所有相关内容组合在一起为一个低噪声相控阵波束成型解决方案供电。

参考文献

¹ Jaijo Parasseril. “如何使用 μ Module降压稳压器从正输入产生负输出电压”。凌力尔特。

² Kevin Scott和Jesus Rosales. “ $\hat{C}_{uk}$ 组合式转换器和反相电荷泵转换器之间的区别”。ADI公司。

³ Majing Xie. “大功率、单电感、表贴降压-升压 μ Module稳压器处理 36 V_{IN} 、 10 A 负载”。凌力尔特, 2008年3月。

致谢

Sherlyn Dela Cruz、Alex Ilustrisimo和Roger Peppiette



作者简介

Jon Kraft是高级现场应用工程师, 工作地点在科罗拉多州, 已在ADI公司工作了13年。他主要致力于软件定义无线电和航空航天相控阵雷达应用。他拥有罗斯豪曼理工学院电子工程学士学位和亚利桑那州立大学电子工程硕士学位。他拥有九项专利(六项与ADI相关), 一项正在申请中。联系方式: jon.kraft@analog.com。



作者简介

Steve Knoth是ADI公司电源部的高级产品营销经理。他负责所有电源管理集成电路(PMIC)产品、低压差(LDO)稳压器、电池充电器、电荷泵、基于电荷泵的发光二极管驱动器、超级电容器充电器和低压单片开关稳压器。Steve曾在Micro Power Systems、ADI公司和Micrel Semiconductor担任过多种营销和产品工程职位, 之后于2004年再次加入ADI公司。他于1988年获得圣何塞州立大学电气工程学士学位, 并于1995年获得该大学物理学硕士学位。2000年, Steve还获得了凤凰城大学技术管理硕士学位(MBA)。除了与孩子们一起享受美好时光之外, Steve还是一位狂热的音乐爱好者, 并喜欢玩弹球/街机游戏或肌肉车, 以及购买、出售、收藏古董玩具和电影/体育/汽车纪念品。联系方式: steve.knoth@analog.com。

