

## 高效同步升降压控制器

### 概述

ICW5176 是一个同步 4 管升降压控制器。不管输入电压是低于、高于或者等于输出电压，它都可以实现输出稳压。

ICW5176 拥有超宽范围输入输出电压。它可满足于 2.7V 到 36V 的输入电压和 2.0V 到 36V 的输出电压应用范围，满足客户的不同需求。

ICW5176 采用电流模式控制升压，降压或者升降压，并可用外部电阻调节开关频率以及输入输出限流值，最大限度的满足不同应用需求，同时简化了设计。

ICW5176 支持包括输入限流，输出限流，动态输入功率调节护内部最高电流限流，输出过压保护，短路保护以及过温保护等一系列保护功能以确保系统能适应各种异常情况。

### 特点

- 超宽输入电压范围：2.7V 至 36V（40V 峰值电压）
- 超宽输出电压范围：2.0V 至 36V
- 开关频率可调：200kHz 至 600kHz
- 高效率升降压转换
- 集成 10V，2A 栅极驱动器
- 内置电感电流限流
- 可调节输入输出电流限流
- 输入输出电流检测
- 输出电压动态调节
- 输出电压状态监控，欠压过压保护

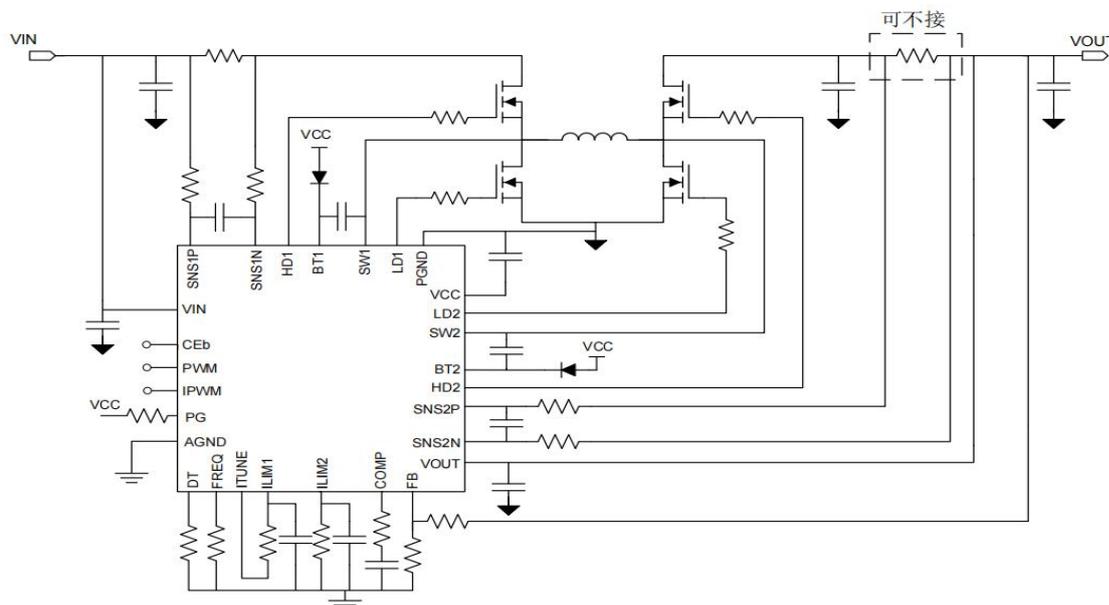
### 应用领域

- 智能 USB 插座
- 车载充电器
- 工业仪器仪表
- 光伏产业
- PD 快充

### 封装

- QFN-32

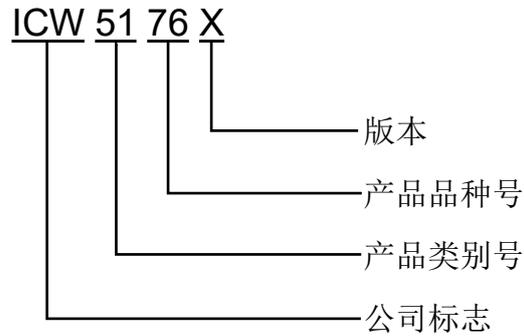
### 典型应用



## 高效同步升降压控制器

### 产品型号及封装信息

#### 选型指南

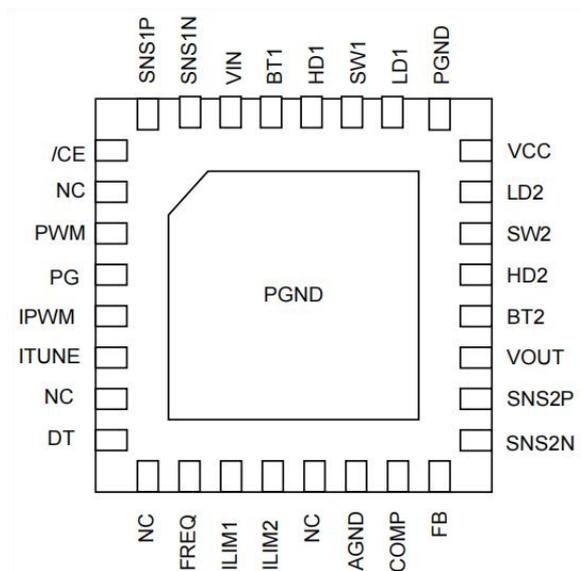


### 产品型号

产品型号	产品封装	产品尺寸
ICW5176A	QFN-32	4.0mm×4.0mm×0.75mm

### 管脚设置及功能简介

#### 管脚设置



## 高效同步升降压控制器

### 功能简介

管脚		I/O	描述
编号	名称		
1	/CE	I	芯片使能。低电平有效。若上拉至高电平（大于 1.3V），则芯片停止工作。
2	NC	I	此脚浮空
3	PWM	I	<p>当 PWM 管脚为高电平（大于 1.3V）时，即 100% 占空比时，输出电压为设定值；</p> <p>将 PWM 管脚为低电平时，即 0% 占空比时，输出电压为设定值的 1/6；</p> <p>可输入 10kHz 至 100kHz 的 PWM 信号，通过其占空比来动态调节输出电压大小，中间电位连续可调。输出电压表示为：</p> $V_{OUT} = V_{OUT\_SET} \times \left( \frac{1}{6} + \frac{5}{6} \times D \right)$ <p>其中，VOUT_SET 为输出电压设定值，D 为 PWM 信号的占空比。</p> <p>若不需动态调节功能，把 PWM 拉高即可。可直接连接至 VCC。</p>
4	PG	O	输出电压指示信号。需通过一个上拉电阻连接到逻辑高电平。当输出电压在设定值的 90% 到 110% 之间时，PG 拉高，否则，PG 为低。
5	IPWM	I	<p>从 IPWM 管脚输入频率范围为 10kHz 至 100kHz 的 PWM 信号，可以通过其占空比来实现输入或输出电流的动态调节，调节范围为设定值的 0% 到 100%。需配合 ITUNE 使用。例如，若 ILIM1 电阻负端接到 ITUNE，则 IPWM 信号用于调节输入端电流限流值。具体公式为：</p> $I_{IN} = I_{LIM1\_SET} \times D$ <p>其中，ILIM1_set 为 ILIM1 管脚电阻设定的限流值，D 为 IPWM 信号的占空比。</p>
6	ITUNE	IO	<p>通过 ITUNE 管脚选择需要进行 IPWM 调节的限流对象。例如，将 ITUNE 接到 ILIM1 电阻负端，可调节输入端电流限流值。如需动态调节输出端电流限流值则将 ITUNE 接到 ILIM2 电阻负端即可。</p> <p>若无需 IPWM 功能，则将 IPWM 和 ITUNE 管脚浮空即可。</p>
7	NC	I	此脚浮空
8	DT	I	<p>死区时间设置，分为以下四档：</p> <p>若 DT 短路到地，死区时间为 20ns；</p> <p>若 DT 通过 68kΩ (±10%) 电阻到地，死区时间为 40ns；</p> <p>若 DT 通过 270kΩ (±10%) 电阻到地，死区时间为 60ns；</p> <p>若 DT 开路，死区时间为 80ns。</p>
9	NC	I	此脚浮空
10	FREQ	I	<p>开关频率设置，分为以下三档：</p> <p>若 FREQ 短路到地，开关频率为 200kHz；</p> <p>若 FREQ 通过 68kΩ (±10%) 电阻到地，开关频率为 400kHz；</p> <p>若 FREQ 开路，开关频率为 600kHz</p>

## 高效同步升降压控制器

11	ILIM1	I	<p>通过一个到地电阻设置输入电流限流值。具体限流值公式为：</p> $IIN\_LIM = \frac{VREF}{VILIM1} \times \frac{RSS1}{RSNS1}$ <p>其中，                  VREF 为内部电压参考值 1.21V；                  RLIM1 为 ILIM1 到地电阻；                  RSNS1 为输入电流采样电阻，推荐值 2mΩ-20mΩ，典型值为 10mΩ；                  RSS1 为采样电阻两端到芯片管脚（SNS1P，SNS1N）走线上的串联电阻。两个串联电阻需相等，推荐 1kΩ。                  除限流功能外，还可通过 ILIM1 电压监控输入电流 IIN 的大小，对应公式如下：</p> $IIN = \frac{VILIM1}{RILIM1} \times \frac{RSS1}{RSNS1}$ <p>ILIM1 需并联一个电容到地，推荐 2.2nF。若无需输入电流限流功能，则将 ILIM1 短接到地。</p>
12	ILIM2	I	<p>通过一个到地电阻设置输出电流限流值。具体限流值公式为：</p> $IOUT\_LIM = \frac{VREF}{RILIM2} \times \frac{RSS2}{RSNS2}$ <p>其中，                  VREF 为内部电压参考值 1.21V；                  RLIM2 为 ILIM2 到地电阻；                  RSNS2 为输入电流采样电阻，推荐值 2mΩ-20mΩ，典型值为 10mΩ；                  RSS2 为采样电阻两端到芯片管脚（SNS2P，SNS2N）走线上的串联电阻。两个串联电阻需相等，推荐 1kΩ。                  除限流功能外，还可通过 ILIM2 电压监控输出电流 IOUT 的大小，对应公式如下：</p> $IOUT = \frac{VILIM2}{RILIM2} \times \frac{RSS2}{RSNS2}$ <p>ILIM2 需并联一个电容到地，推荐 2.2nF。若无需输出电流限流功能，则将 ILIM2 短接到地。</p>
13	NC	I	此脚浮空
14	AGND	IO	芯片的信号地
15	COMP	O	外接电阻电容网络对内部控制环路进行补偿。
16	FB	I	<p>输出电压到芯片的反馈管脚。通过 FB 外部分压电阻可以设置输出电压值。具体公式为：</p> $VOUT = VREF \times \left(1 + \frac{RUP}{RDOWN}\right)$ <p>其中，VREF 为 1.21V。RUP 和 RDOWN 分别为 FB 连接的外部分压电阻值。若结合输出电压 PWM 动态调节功能，则 VOUT 输出电压可表示为：</p> $VOUT = VREF \times \left(1 + \frac{RUP}{RDOWN}\right) \times \left(\frac{1}{6} + \frac{5}{6} \times D\right)$ <p>其中，D 为 PWM 信号的占空比。</p>
17	SNS2N	I	用于检测电流采样电阻两端差分电压。电流采样电阻可放置在功率管和

## 高效同步升降压控制器

			<p>VOUT 电容之间（采样开关电流），也可放置在 VOUT 电容后（采样直流电流）。推荐值 2mΩ-20mΩ，典型值为 10mΩ。</p> <p>SNS2P/SNS2N 需各通过 1kΩ 电阻以差分对方式连接到采样电阻两端（不能将功率路径走线包含在内）。在 SNS2P 和 SNS2N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容，推荐 47pF。</p> <p>SNS2P 和 SNS2N 之间的采样电阻并非必须，若不需要输出电流限流和监控功能，可不接该电阻。此时将 SNS2N 和 SNS2P 短接在一起，同时将 ILIM2 连接到 AGND 即可。</p>
18	SNS2P	I	<p>用于检测电流采样电阻两端差分电压。电流采样电阻可放置在功率管和 VOUT 电容之间（采样开关电流），也可放置在 VOUT 电容后（采样直流电流）。推荐值 2mΩ-20mΩ，典型值为 10mΩ。</p> <p>SNS2P/SNS2N 需各通过 1kΩ 电阻以差分对方式连接到采样电阻两端（不能将功率路径走线包含在内）。在 SNS2P 和 SNS2N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容，推荐 47pF。</p> <p>SNS2P 和 SNS2N 之间的采样电阻并非必须，若不需要输出电流限流和监控功能，可不接该电阻。此时将 SNS2N 和 SNS2P 短接在一起，同时将 ILIM2 连接到 AGND 即可。</p>
19	VOUT	I	<p>芯片电源输入，由内部选择器选择 VIN 或者 VOUT 电压给内部电路供电。VOUT 管脚需连接至输出端，并在紧靠芯片的位置连接 1uF 旁路电容到地。</p>
20	BT2	PWR	<p>在 BT2 和 SW2 管脚之间紧靠芯片的位置连接一个电容，为上管栅极驱动电路提供电压。</p>
21	HD2	PWR	<p>上管栅极驱动 2</p>
22	SW2	PWR	<p>连接电感和功率管</p>
23	LD2	PWR	<p>下管栅极驱动 2</p>
24	VCC	PWR	<p>该管脚输出 VIN 和 VOUT 中的最高电平为栅极驱动电路提供电压。若最高电平超过 10V，则 VCC 电压钳位在 10V。需在紧靠芯片的位置连接一个旁路电容到功率地，推荐 1uF。</p>
25	PGND	PWR	<p>功率地</p>
26	LD1	PWR	<p>下管栅极驱动 1</p>
27	SW1	PWR	<p>连接电感和功率管</p>
28	HD1	PWR	<p>上管栅极驱动 1</p>
29	BT1	PWR	<p>在 BT1 和 SW1 管脚之间紧靠芯片的位置连接一个电容，为上管栅极驱动电路提供电压。</p>
30	VIN	I	<p>芯片电源输入，由内部选择器选择 VIN 或者 VOUT 电压给内部电路供电。VIN 管脚需连接至输入端并在紧靠芯片的位置连接 1uF 旁路电容到地。</p>
31	SNS1N	I	<p>用于检测电流采样电阻两端差分电压。该采样电阻必须连接，需放置在 VIN 电容和功率管之间。推荐值 2mΩ-20mΩ，典型值为 10mΩ。</p> <p>SNS1P/SNS1N 需各通过 1kΩ 电阻以差分对方式连接到采样电阻两端（不能将功率路径走线包含在内）。在 SNS1P 和 SNS1N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容，推荐 47pF。</p>
32	SNS1P	I	<p>用于检测电流采样电阻两端差分电压。该采样电阻必须连接，需放置在 VIN 电容和功率管之间。推荐值 2mΩ-20mΩ，典型值为 10mΩ。</p> <p>SNS1P/SNS1N 需各通过 1kΩ 电阻以差分对方式连接到采样电阻两端（不</p>

## 高效同步升降压控制器

			能将功率路径走线包含在内)。在 SNS1P 和 SNS1N 管脚之间紧靠芯片的位置需连接一个滤波电容，推荐 47pF。
	散热焊盘		芯片底部散焊盘。连接到地。

## 高效同步升降压控制器

### 电气参数

#### 绝对最大耐压

在通风温度范围之内（除非另外标注）<sup>(1)</sup>

		最小	最大	单位
各引脚耐压值 <sup>(2)</sup>	VIN,VOUT,SNS1P,SNS1N,SNS2P,SNS2N,/CE	-0.3	40	V
	SW1, SW2	-1	41	V
	VCC, PG, DIR, PWM, IPWM	-0.3	20	V
	FREQ, ITUNE, ILIM1, ILIM2, COMP, DT, FB	-0.3	5.5	V
	LD1, LD2	-0.3	12	V
	BT1, HD1 对 SW1	-0.3	12	V
	BT2, HD2 对 SW2	-0.3	12	V
	BT1, BT2	-0.3	49	V
T <sub>J</sub>	工作结温	-40	150	°C
T <sub>stg</sub>	储存温度	-65	150	°C

(1) 超过所标注的最大耐压值可能造成器件永久损坏。长期处于绝对最大耐压可能造成器件可靠性问题。

(2) 所有电压值均为对地值。

#### 静电等级

参数	定义	最小	最大	单位
ESD 等级	人体静电模型(HBM) <sup>(1)</sup>	-2	2	KV
	带电器件放电模型(CDM) <sup>(2)</sup>	-750	750	V

(1)以上所列等级为 ANSI、ESDA 和 JEDEC JS-001 的合格等级。JEDEC 文件 JEP155 指出，500-V HBM 允许使用标准 ESD 控制工艺进行安全制造。

(3)上面列出的级别是 EIA-JEDEC JESD22-C101 的通过级别。JEDEC 文档 JEP157 指出，250-V CDM 允许使用标准 ESD 控制过程进行安全制造

## 高效同步升降压控制器

### 推荐工作范围

		最小	最大	单位
$V_{IN}$	输入电压范围	2.7	36	V
$V_{OUT}$	输出电压范围	0.5	30	V
$C_{IN}$	输入电容有效值	20		$\mu F$
$C_{OUT}$	输出电容有效值	20		$\mu F$
L	电感值	2.2	4.7	$\mu H$
$R_{SNS1/2}$	电流采样电阻	2	20	$m\Omega$
$f_{SW}$	工作频率	200	600	kHz
$f_{PWM}, f_{IPWM}$	PWM, IPWM 信号频率范围	10	100	kHz
$D_{PWM}, D_{IPWM}$	PWM, IPWM 信号占空比范围	0	100	%
$T_A$	工作环境温度范围	-40	85	$^{\circ}C$
$T_J$	工作结温范围	-40	125	$^{\circ}C$

### 电气参数

$T_J=25^{\circ}C$ ,  $V_{IN}=12V$ ,  $V_{OUT}=5V$ ,  $R_{SS1}=R_{SS2}=1k\Omega$  (除非另有说明)

参数		测试条件	最小	典型	最大	单位
电源电压 ( $V_{IN}$ , $V_{OUT}$ )						
$V_{IN}$	输入电压		2.7		36	V
$V_{OUT}$	输出电压		2		36	V
$V_{UVL}$	欠压保护	上升沿		2.6	2.7	V
		迟滞		160		mV
$I_Q$	静态电流	/CE = 低, 控制器不工作		0.7	2	mA
$I_{SD}$	关断电流 (高)	/CE = 高		6	10	$\mu A$
	关断电流 (低)	/CE = 高			2	$\mu A$
驱动						
$V_{CC}$	VCC 钳位电压		9.4	10	10.6	V
$I_{VCC\_LIM}$	VCC 限流	$V_{CC} = 2V \sim 10V$	50	75	100	mA
$R_{HVx\_P}$	高侧驱动器上拉电阻			1.5		$\Omega$

**高效同步升降压控制器**

参数		测试条件	最小	典型	最大	单位
R <sub>HVx_pd</sub>	高侧驱动器下拉电阻			1		Ω
R <sub>LVx_pu</sub>	低侧驱动器上拉电阻			1.5		Ω
R <sub>LVx_pd</sub>	低侧驱动器下拉电阻			1		Ω
误差放大器						
V <sub>FB_REF</sub>	FB 基准电压		1.214	1.22	1.226	V
V <sub>ILIMx_REF</sub>	ILIMx 基准电压		1.196	1.212	1.228	V
G <sub>mEA</sub>	Error amplifier gm			0.16		mS
R <sub>OUT</sub>	误差放大器输出电阻			20		MΩ
I <sub>BIAS(FBx)</sub>	FBx 引脚输入偏置电流	调节 FBx			100	nA
电流限制						
I <sub>LIMx</sub>	I <sub>LIMx</sub> 限流精度	I <sub>IN_LIM</sub> R <sub>SNS1</sub> ≥ 30 mV I <sub>OUT_LIM</sub> R <sub>SNS2</sub> ≥ 30 mV	-10%		10%	
开关频率						
f <sub>sw</sub>	开关频率	R <sub>FREQ</sub> =0Ω	180	210	240	KHz
		R <sub>FREQ</sub> =68KΩ(±10%)	360	410	460	KHz
		R <sub>FREQ</sub> =270KΩ(±10%)	540	600	660	KHz
状态标志						
t <sub>PG_deglitch</sub>	PG 信号退耦时间	fsw=200KHz	27	38.5	50	ms
I <sub>SINK_PG</sub>	PG 反向电流	VPG=0.4V	3.6	4.1	4.6	mA
V <sub>OUT_PG</sub>	输出最大阈值	High limit falling edge (PG from low to high)		110%		
		High limit hysteresis (PG from high to low)		5%		
		Low limit rising edge (PG from low to high)		90%		
		Low limit hysteresis (PG from high to low)		5%		

**高效同步升降压控制器**

参数		测试条件	最小	典型	最大	单位
逻辑控制						
R <sub>PD</sub>	/CE 内部下拉电阻			1		MΩ
	PWM 引脚内部下拉电阻			0.5		MΩ
	IPWM 引脚内部下拉电阻			1		MΩ
V <sub>IL</sub>	/CE、PWM、IPWM 最低输入电压				0.4	V
V <sub>IH</sub>	/CE、PWM、IPWM 最高输入电压		1.2			V
软起动						
t <sub>SS</sub>	内部软启动时间	从/CE 低到 90% V <sub>OUT</sub>		8	15	ms
热保护						
T <sub>SD</sub>	过温保护阈值			165		°C
	过温保护迟滞			15		°C

## 高效同步升降压控制器

### 设计说明

ICW5176 是一种同步四开关 buck-boost 控制器，具有较宽的输入/输出电压范围。ICW5176 调节在输入电压以上或以下的输出。

ICW5176 具有自动降压、升压工作模式是平滑过渡和使用附加电阻来调节最大输入能力和输出电流限制。此外，ICW5176 还具有输出电压动态变化、输入/输出限流动态变化和功率 MOSFET 死区时间控制等功能。

### 特性描述

#### (1) 芯片使能

ICW5176 通过 /CE 信号来控制开启/关闭。当 /CE 输入为“L”时，ICW5176 开机；当 /CE 输入为“H”时，ICW5176 关闭。

#### (2) 输出电压设置

输出电压由 FB 引脚的外部电阻分压器设置，计算方法为：

$$V_{OUT} = V_{FB\_REF} \times \left(1 + \frac{R_{UP}}{R_{DWON}}\right)$$

其中：

$V_{FB\_REF}=1.22V$ (内部参考电压)

$R_{UP}$  和  $R_{DWON}$  分别为 FB 连接的外部分压电阻。

#### (3) 输出电压状态指示灯

如果输出电压保持在额定电压的 90%~110%之间，PG 引脚变为高阻抗，由于输出上拉电阻，PG 输出变为“H”，表示输出电压良好。

如果输出超出额定电压范围 PG 输出变为“L”，

如果不需要电源指示，让 PG 引脚悬空。

#### (4) 实时输出电压控制

ICW5176 支持通过控制 PWM 信号来改变 VOUT 电压。

PWM 引脚接收 20kHz ~ 100kHz 范围内的 PWM 信号，其占空比可调节 VOUT 电压。VOUT 输出电压的计算方法为：

$$V_{OUT} = V_{OUT\_SET} \times \left(\frac{1}{6} + \frac{5}{6} \times D\right)$$

其中：

$V_{OUT\_SET}$  由 FB 的分压电阻来设置的；

VOUT 电压；D=PWM 信号的占空比。

VOUT 电压与 D 的关系如图 1 所示

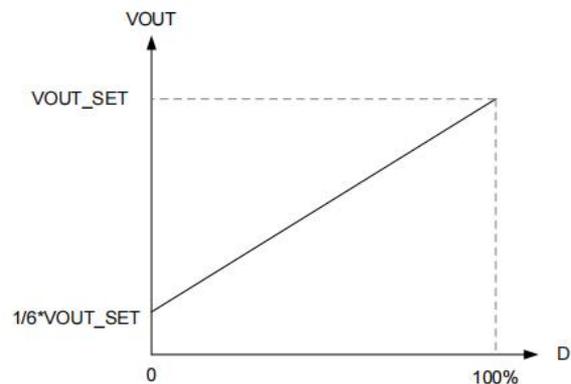


图 1 VOUT 电压与 PWM 占空比

## 高效同步升降压控制器

如果 PWM 输入信号逻辑上高,它意味着 100% 的占空比,那么输出电压就由 FB1 的分压电阻的设定值来决定。

如果 PWM 输入信号逻辑上低,则表示占空比为 0%,那么输出电压为设定值的 1/6。

如果 PWM 引脚悬浮,由于在 PWM 引脚处有 IC 内部的下拉电路,VOUT 电压就变成了额定电压的 1/6。

如果不需要实时输出电压控制,则将 PWM 引脚连接到 VCC 引脚。

### (5) 输入/输出电流设置

ICW5176 可以通过 ILIM1 和 ILIM2 引脚上的电阻来调节输入端和输出端的电流限制。

控制引脚	描述
ILM1	设置输入电流限制(I <sub>IN_LIM</sub> )
ILM2	设置输出电流限制(I <sub>OUT_LIM</sub> )

ICW5176 通过监测 R 来感知输入 (R<sub>SNS1</sub>) 和输出 (R<sub>SNS2</sub>) 电流。如下图所示。

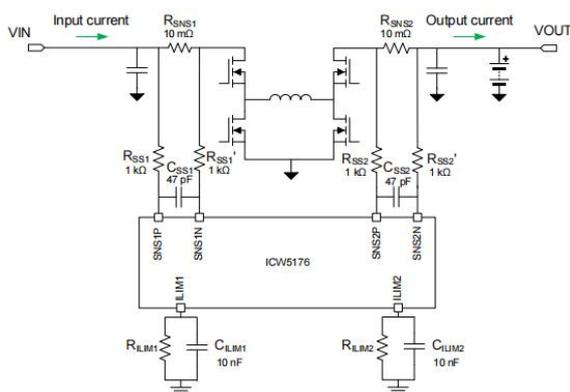


图 2 输入/输出电流监测电路

R<sub>SNSx</sub> 为输入/输出处的电流检测电阻(x 表示 1 或 2)。ICW5176 通过监测 R<sub>SNSx</sub> 和 R<sub>SSx</sub> 之间的电压,计算输入和输出电流。C<sub>SSx</sub> 为滤波电容,

通常 47pF 就足够了。

I<sub>LIMx</sub> 引脚用于设置电流限制。通过 I<sub>LIMx</sub> 引脚接电阻 R<sub>ILIMx</sub> 到地(或 ITUNE 引脚,如果使用 IPWM 功能)。

电流限制的计算方法为:

$$I_{IN\_LIM} = \frac{V_{LIM\_REF}}{R_{ILIM1}} \times \frac{R_{SS1}}{R_{SNS1}}$$

$$I_{OUT\_LIM} = \frac{V_{LIM\_REF}}{R_{ILIM2}} \times \frac{R_{SS2}}{R_{SNS2}}$$

其中:

V<sub>LIM\_REF</sub> = 内部参考电压 1.21V;

R<sub>ILIMx</sub> = ILIMx 引脚的电阻;

R<sub>SNSx</sub> = 电流检测电阻;

R<sub>SSx</sub> = 电流检测电阻和 ICW5176 引脚之间的电阻 (SNSxP, SNSxN)。

R<sub>SNS1</sub> 应放在 MOSFET 和输入电容之间。

R<sub>SNS2</sub> 可以放在 MOSFET 和输出电容之间或输出电容后面。

R<sub>SS1</sub> 和 R<sub>SS1'</sub> 应该具有相同的值; R<sub>SS2</sub> 和 R<sub>SS2'</sub> 也是一样的。通常使用 1kΩ 电阻。

如果 R<sub>SNSx</sub> 是变化的, R<sub>SSx</sub>/R<sub>SSx'</sub> 值需要根据以下计算进行相应调整:

$$\frac{R_{SSx}}{R_{SNSx}} = \frac{10m\Omega}{1k\Omega}$$

例如, R<sub>SNSx</sub> 是 20mΩ,那么 R<sub>SSx</sub>/R<sub>SSx'</sub> 应该是 2kΩ;如果 R<sub>SNSx</sub> 是 5mΩ,那么 R<sub>SSx</sub>/R<sub>SSx'</sub> 应该是 500Ω。

如果 VIN 和 VOUT 电流限制都可被控制,那么 ICW5176 首先控制达到其电流极限的电流。如果不需要输入/输出电流限制,则将 ILIM1/ILIM2 引脚连

## 高效同步升降压控制器

接到 GND。

### (6) 实时电流控制

ICW5176 能够通过对 IPWM 引脚施加 PWM 信号来动态控制输入/输出电流。IPWM 信号应在 20kHz ~ 100kHz 的范围内，输入/输出电流与其占空比成正比为：

$$I_{LIMx} = I_{LIMx\_SET} \times D$$

其中：

$I_{LIMx\_SET} = I_{LIMx}$  输入或输出电流极限值(x= 1: 输入, x= 2:输出)；

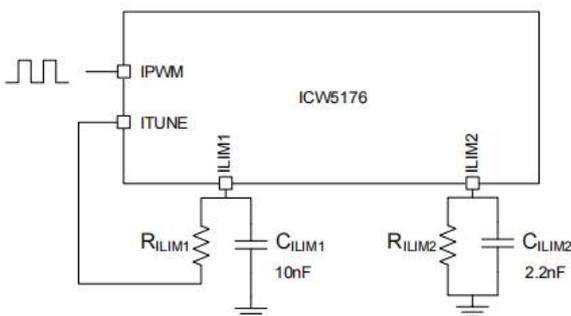
D = IPWM 占空比；

$I_{LIMx}$  = 当前输入/输出电流限制。

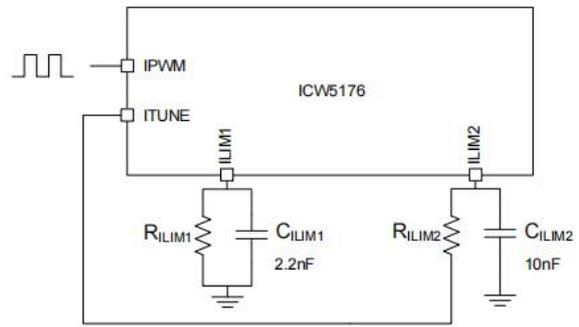
ITUNE 引脚选择由 IPWM 控制的目标。如果需要控制输入电流，则应将 ILIM1 处的电阻连接到 ILIM1 和 ITUNE 引脚之间；

如果要控制输出电流，则应将 ILIM2 处的电阻连接在 ILIM2 和 ITUNE 引脚之间。ITUNE 引脚只能选择一个目标。

参见图 2 IPWM 实时输入/输出电流控制。



a. IPWM 控制输入电流， $ILIM1 = ILIM1\_set \times D$ ，如上所述



b. IPWM 控制输出电流， $ILIM2 = ILIM2\_set \times D$ ，如上所述

图 3 IPWM 实时输入/输出电流控制

当 IPWM 信号逻辑高，即占空比为 100%时，则电流限制为  $ILIMx$  设定值。对于由 IPWM 信号控制的  $ILIMx$  引脚，其滤波电容仍应连接到地。如果 IPWM 频率较低，需采用容量更高的电容。例如，20kHz 频率建议使用 22nF 电容。如果不需要实时电流控制，则将  $ILIMx$  电阻连接到 GND 并悬空 IPWM 和 ITUNE 引脚。如果 ITUNE 引脚连接到一个  $ILIMx$  电阻上，不要让 IPWM 引脚悬空；否则，ICW5176 将无法正常工作。

### (7) 死区时间设置

四个死区时间中的一个可以通过 DT 引脚处的电阻值来选择：

DT 电阻	死区时间
0Ω	20ns
68 kΩ (±10%)	40ns
270 kΩ (±10%)	60ns
悬空	80ns

DT 点的电阻精度允许±10%。DT 不支持实时更改，新的电阻值更改将在下次开机时应用。

当驱动高  $C_{ISS}$  值的大功率 MOSFET，在 LDx 或 HDx 增加驱动电阻以调整 MOSFET 开启/关闭时

## 高效同步升降压控制器

间时，建议检查并改变死区时间，防止 MOSFET 直通。

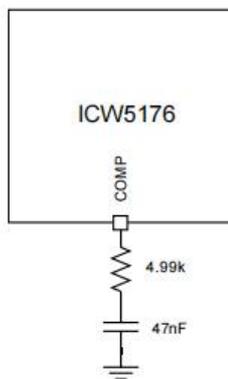
### (8) 开关频率设置

三种开关频率中的一种可通过 FREQ 引脚处的电阻值进行选择：

FREQ 电阻	开关频率 fSW
0Ω	200kHz
68 kΩ(±10%)	400kHz
悬空	600kHz

### (9) 反馈补偿

通过调整外部组件到 COMP 引脚，可以补偿反馈回路。通常使用图 4 中的值。如果需要更快的环路响应，用户可以将电阻器增加到 10kΩ 或 20kΩ。改变补偿后，检查并确保回路在应用操作条件下是稳定的。



### (10) VCC 驱动器电压

ICW5176 在内部产生驱动器电压 VCC。VCC 在 VIN 和 VOUT 之间选择较高的电压，高于 10V 时钳位在 10V。

驱动低侧 MOSFET (Q2 和 Q3) 的驱动信号 LDx 直接由 VCC 提供；驱动高侧 MOSFET (Q1 和 Q4) 的驱动信号 HDx 从 VCC 到 BTx 针脚之间的二极管提供，由 BTx 和 SWx 之间的自举电容自

举电路产生。

### 应用程序信息

#### (1) 输入输出电容的选择

ICW5176 的开关频率在 200kHz ~ 600kHz 范围内。由于 MLCC 陶瓷电容具有良好的高频滤波和较低的 ESR, 推荐 60μF 以上的 X5R 或 X7R 电容, 额定电压高于有余量的工作电压。例如, 如果最高工作 Vin 或 Vout 电压为 12V, 则选择至少 16V 的电容, 为了保证足够的余量, 建议使用 25V 的额定电压电容。

高电容的电解电容和钽电容可用于稳定的输入和输出, 但电容电压额定值应高于最高工作电压。使用钽电容时, 至少要并联放置 1μF 陶瓷电容。如果使用电解电容, 则需要更大的陶瓷电容。例如, 如果使用 47μF 的电解电容, 则允许陶瓷电容的电容降低到 30μF~40μF。甚至更高容量的电解电容, 至少需要 20μF 陶瓷电容。

#### (2) 电感的选择

为了 ICW5176 系统的稳定性, 需要 2.2μH ~ 10μH 的电感。高电感(4.7μH ~ 10μH)用于输入电压和输出电压差较大的系统, 如 5V Vin 和 20V Vout 或开关频率较低; 在输入电压和输出电压差小但需要大电流的系统中使用低电感(2.2μH)。一般推荐 3.3μH 的电感。为了合理优化产品性能, 电感可根据实际情况调整。

电感的直流导通电阻值(DCR)影响开关稳压器的导通损耗, 因此推荐在 10mΩ 左右的 DCR 为优选。如果功率比较小, 可以选择高 DCR 的电感。

## 高效同步升降压控制器

但如果开关电流比较高，比如 10A 左右，那么就尽量选择最低的 DCR 电感，因为 10mΩ DCR 也会造成 1W 的功率损耗。

电感饱和电流  $I_{SAT}$  应高于输入/输出电流且有足够余量。

### (3) 电流检测电阻器

RSNS1 和 RSNS2 为电流检测电阻，建议电阻值为 5mΩ ~ 20mΩ。

较高的电阻值导致较高的限流精度，但在大电流应用中使用较高的电阻值导致更高的传导损耗。一般建议使用 10mΩ。电阻值可根据电流限制和目标功率效率进行调整。如果  $R_{SNSx}$  值调整，相关  $R_{SSx}$  值应同时调整。

适当的  $R_{SNSx}$  和  $R_{SSx}$  值请参考 8.1.5 输入/输出电流设置(ILIMx)  $R_{SNSx}$  和  $R_{SSx}$ 。还应考虑电阻的额定功率和温度系数。功耗大致计算为  $P=I^2R$ ， $I$  是流过电阻的最大电流。电阻额定功率应高于粗略计算的功率损耗。如果温度升高，电阻值可以变化，变化由温度系数随温度变化而决定。如果需要较高的限流精度，则应尽可能选择温度系数较低的电阻。

### (4) MOSFET 的选择

ICW5176 是一款同步的 4 开关 buck-boost 控制器，它需要 4 个 NMOS 作为电源开关电路。MOSFET  $V_{DS}$  的电压应高于最高工作电压并有足够的余量（建议高于 10V 以上）。例如，如果最高工作电压为 20V，则 MOSFET  $V_{DS}$  额定电压至少为 30V；若最高工作电压为 24V，则 MOSFET  $V_{DS}$  额定电压应选择 40V。

在应用中，如果输入输出电压高于 10V，驱动

电路电压可达 10V，而 MOSFET 的  $V_{GS}$  电压额定值应选择高于  $\pm 10V$ 。考虑到运行过程中 PCB 的寄生参数，由于瞬态超调，驱动电压可能高于 VCC，建议  $\pm 20V$   $V_{GS}$  以确保足够的裕度。MOSFET 电流  $I_D$  应高于最高输入输出电流且有足够余量。为了保证在相对高温的环境下有足够的电流能力，应考虑在  $T_A=70^\circ C$  或  $T_C=100^\circ C$  下的电流速率。此外，还应考虑功率损耗值  $P_D$ ，应用中的  $P_D$  越高越好。确保 MOSFET 的功耗不能超过  $P_D$  值。

MOSFET  $R_{DS(ON)}$  和输入电容  $C_{ISS}$  直接影响供电效率。一般来说，较低的  $R_{DS(ON)}$  MOSFET 具有较高的  $C_{ISS}$ 。 $R_{DS(ON)}$  与传导损耗有关。高  $R_{DS(ON)}$  导致更高的传导损失，从而降低效率和更高的热耗散； $C_{ISS}$  与 MOSFET 开关的开/关时间有关，开/关时间越长，开关损耗越大，效率越低。应该根据  $R_{DS(ON)}$  和  $C_{ISS}$  之间的权衡来选择合适的 MOSFET。一般情况下，如果输出功率在 20W ~ 30W 左右，推荐 MOSFET  $R_{DS(ON)}$  10mΩ 左右和 1000pF  $C_{ISS}$ 。如果输出功率增加，建议使用较低  $R_{DS(ON)}$  和低于 2000pF  $C_{ISS}$  的 MOSFET。最高的  $C_{ISS}$  建议不超过 3000pF。

如果选择高  $C_{ISS}$  MOSFET，开启和关闭时间变长，则应使用 DT 引脚调整死区时间，以避免高侧和低侧 MOSFET 同时开启。

### (5) 驱动电阻和 SWx 缓冲电路

为了方便在 EMI 调试时调整 MOSFET 切换时间和瞬态超调，建议在驱动引脚（LD1、LD2、HD1、HD2）和 MOSFET 栅极引脚之间添加 0603 系列电阻，并在 SW1 和 SW2 处添加 RC 缓冲(0603)

## 高效同步升降压控制器

电路（参见图 5 驱动电阻和 SWx 缓冲电路）。

驱动电阻应放置在 MOSFET 栅级 pin 脚附近。

首先，添加  $0\Omega$ ，并在  $10\Omega$  内适当地调整电阻值。

增加驱动电阻后，高侧和低侧 MOSFET 的开启时间应被监控。如果死区时间不足，则相应地调整死区时间。

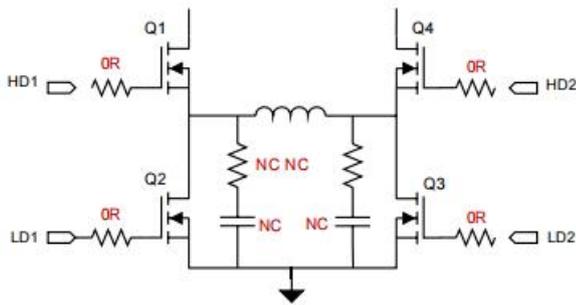
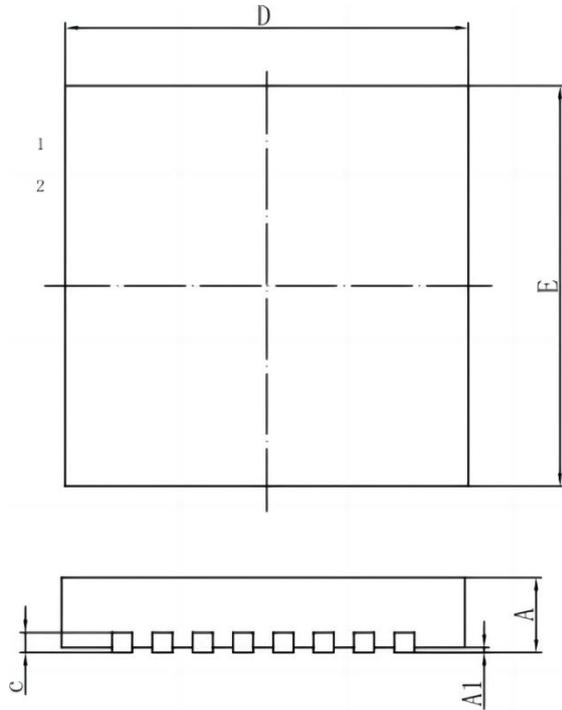


图 4 驱动电阻和 SWx 缓冲电路

当 SWx 处的超调需要抑制时，需要 RC 缓冲器电路。第一次将 RC 缓冲器电路设为 NC。

**高效同步升降压控制器**
**封装信息**
**QFN32L(0404x0.75-0.40)**


SYMBOL	MILLIMETER		
	MIN	NOM	MAX
A	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05
b	0.15	0.20	0.25
c	0.18	0.20	0.25
D	3.90	4.00	4.10
D2	2.60	2.65	2.70
e	0.40BSC		
Nd	2.80BSC		
E	3.90	4.00	4.10
E2	2.60	2.65	2.70
Ne	2.80BSC		
K	0.20	-	-
L	0.35	0.40	0.45
L1	0.30	0.35	0.40
L2	0.15	0.20	0.25
h	0.30	0.35	0.40
L形载体尺寸 (单位)	112*112		

