

## СЪОБРАЖЕНИЯ ПРИ ПРАКТИЧЕСКОТО ПРОЕКТИРАНЕ НА ПОНИЖАВАЩ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ – BUCK – I<sup>BA</sup> ЧАСТ

Даниела Марева

*Бургаски свободен университет*

### CONSIDERATIONS IN THE IMPLEMENTATION OF THE PRACTICAL DESIGN OF A STEP-DOWN CONVERTER - BUCK – PART 1

Daniela Mareva

*Burgas Free University*

**Abstract:** *Понижаващите преобразуватели (buck преобразуватели) са изключително популярни, а правилата и изчисленията на които се подчинява тяхното проектиране са трудни при прилагането им. Широкото им използване дава предизвикателства към създателите на междинни захранвания, тъй като почти всички основни правила и изчисления са комплицирани и зависят от определени условия, с които трябва да се съобразят в процеса на работа.*

**Keywords:** *buck, преобразуватели, проектиране.*

Понижаващите преобразувателите (buck) са неразделна част от съвременната електроника. Те могат да преобразуват източник на напрежение (обикновено от 8V до 25 V) в по-ниско регулирано напрежение (обикновено 0,5V до 15V). Понижаващите преобразуватели предават малки пакети енергия с помощта на ключ (транзистор или тиристор), диод, индуктор и кондензатори. Те са значително по-големи и по-шумни от техните аналози с линейни регулатори, но в повечето случаи притежават по-висока ефективност.

Въпреки че някои от изчисленията са предоставени в техническите спецификации на съответните интегрални схеми (наричани драйвери) IC давани от производителите, дори с тези изчисления не винаги се постигат желаните резултати.

Целта на тази статия е да предложи полезна информация, помагаша при проектиране на понижаващи преобразуватели (buck).

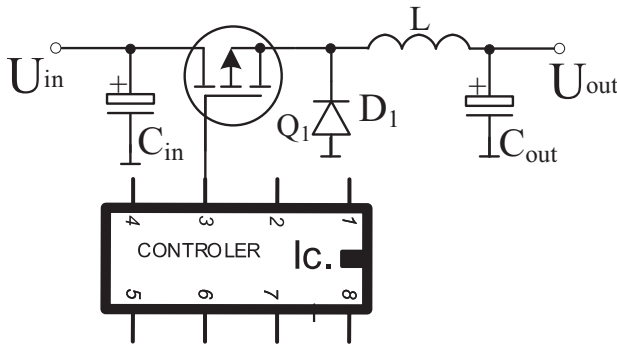
Производителите на драйвери за понижаващи преобразувателите (buck) често предлагат типична приложна схема, за да помогнат на проектиращите бързо да създадат работещ прототип. Те посочват стойностите на използваните компоненти и номерата на интегралните схеми. Рядко се предоставя подробно описание за начина на подбор на компонентите. Ако проектиращият използва точно предоставена схема и някой критичен компонент остарее или е поставен по-евтин заместител, тогава обикновено няма метод за корекция на съпътстващите компоненти в схемата.

Топологията на понижаващ регулатор (buck) предполага работа на една фиксирана честота на превключване, широчинно-импулсна модулация (PWM) и работа в режим на непрекъснат ток (CCM). Обсъжданите принципи могат да бъдат приложени

към други топологии, но уравненията не се прилагат директно за тях. Прави се подробен анализ за изчисляване на различните стойности на отделните компоненти. Изискват се четири проектни параметъра:

- диапазон на входното напрежение;
- регулируемо изходно напрежение;
- максимален изходен ток;
- честота на превключване на преобразувателя.

На фиг. 1 са изброени тези параметри, заедно с илюстрация на схемата и основните компоненти, необходими за (buck) конвертор.



Фиг. 1. Основна схема на понижавач преобразувател

### Определяне на всеки един от елементите

#### Избор на индуктор

При проектирането на понижавач превключващ преобразувател най-критично е изчисляването на стойността на индуктора. Приема се, че конверторът е в режим ССМ (индукторът не разрежда напълно цялата енергия по време на изключване).

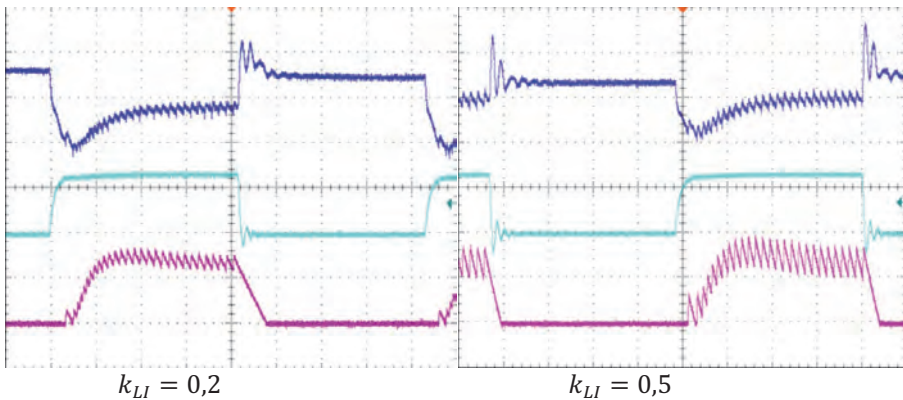
При следващите уравнения за да се направят изчисленията се приема да се използва идеален ключ-транзистор (нулево съпротивление при включване, безкрайно съпротивление при изключване и нулево време на самото превключване) и идеален диод:

$$L = \frac{(U_{in\ max} - U_{out}) \cdot U_{out}}{U_{in\ max} \cdot f_{sw} \cdot k_{LI} \cdot I_{out\ max}} \quad (1)$$

Където:  $f_{sw}$  е честотата на превключване на понижавачия преобразувател;  
 $k_{LI}$  е отношението индуктор – ток, изразено като проценти от  $I_{out}$

$k_{LI} = 0,3$  представлява добър компромис между ефективност и преходна реакция при натоварване. Увеличаването на константата  $k_{LI}$  позволява по-големи пулсации във формата на тока на индуктора и ускорява реакцията на прехода при натоварване, а намаляването на константата  $k_{LI}$  намаля пулсациите в тока на индуктора и забавя реакцията на прехода при натоварване.

Фигура 2 изобразява преходна реакция и тока през индуктора за даден ток на натоварване, при стойности на константите  $k_{LI}$ , вариращи от 0,2 до 0,5.



Фиг. 2. Времедиаграми на преходна реакция и тока през индуктора за даден ток на натоварване при стойности на константите:  $k_{LI} = 0,2$  и  $k_{LI} = 0,5$

Пиковият ток през индуктора определя необходимия за индуктора ток на насищане, който от своя страна определя размера на самия индуктор  $L$ . Насищането на сърцевината на индуктора, намалява ефективността на преобразувателя, като същевременно повишава температурите, както в самия индуктор, така и в MOSFET и диода. Пиковият работен ток на индуктора може да се изчисли по формулата:

$$I_p = I_{out\ max} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2),$$

$$\text{където: } \Delta I_L = k_{LI} \cdot I_{out\ max} = \frac{(U_{in\ max} - U_{out}) \cdot U_{out}}{U_{in\ max} \cdot f_{sw} \cdot L} \quad (3)$$

Избира се ток на насищане, който е достатъчно голям, за да се компенсират допуските на веригата и разликата между действителните и изчислените стойности на компонентите. Приемлива граница е с 20% над изчислената стойност, като същевременно се ограничава физическият размер на индуктора.

Индукторите с този размер и подходящ токов обхват имат максимално съпротивление по постоянен ток (DCR) от 5 mΩ до 8 mΩ. За да се сведе до минимум загубата на мощност, се избира индуктор с възможно най-ниския DCR. Въпреки че спецификациите от производителите се различават, винаги се използва максималната за DCR в зависимост от целите на проектиране, а не типичната стойност. В спецификацията на компонента е показана максималната стойност DCR, която е гарантирана и това е най-тежкия случай на работа.

Колкото по-висока е честотата на превключване, толкова по-ниска е стойността на индуктивността и по-малка е намотката, която може да бъде избрана. По-добре е да се използва намотка с по-ниско съпротивление на постоянен ток (DCR), доколкото е възможно, тъй като стойността на  $L$  намалява, пиковият ток ( $I_p$ ) на бобината се увеличава и максималният изходен ток става максимален за определена стойност на  $L$ . Когато стойността на  $L$  се увеличи, загубата в ключовия транзистор от пиков ток става по-малка и ефективността достига максимум за определена стойност на  $L$ . Колкото повече се увеличава стойността на  $L$ , загубата, причинена от съпротивлението на постоянен ток (DCR) на бобината става голяма, което води до намаляване на ефективността.

При избора на бобина един от най-важните параметри е номиналната допустима стойност на тока. Ако този ток надвишава тази стойност, бобината ще излъчва топлина и това причинява магнитно насищане в нея, което от своя страна довежда до значително намаляване на ефективността. Ако пиковият ток надвиши допустимата стойност на тока, това би могло да причини повреда на самия драйвер – IC.

**Таблица 1:** Избор на стойност на индуктивността

Товар	50kHz	100kHz	180kHz	300kHz	500kHz
малък	330μН	220μН	100μН	47μН	22μН
среден	220μН	100μН	47μН	22μН	10μН
голям	100μН	47μН	22μН	10μН	6,8μН

Когато понижаващият преобразувател работи в непрекъснат режим, пиковият ток ( $I_L$ ) на бобината може да бъде изчислен с помощта на уравнението:

$$I_{Lp}^2 = \frac{2 \cdot (U_{out} - U_{in}) \cdot I_{out}}{L \cdot f_{sw}} \quad (4)$$

Допустимата стойност на тока на бобината трябва да бъде повече от стойността на пиковия ток. Уравнението може да бъде адаптирано към случая без загуба. На практика стойността на пиковия ток е по-голяма от резултата на уравнението.

#### Избор на изходен кондензатор

Изходният кондензатор  $C_{out}$  е необходим, за да се сведе до минимум превишаването на напрежението и пулсациите, присъстващи на изхода на понижаващия преобразувател. Големите пулсации на напрежението са причинени от недостатъчния капацитет на изходния кондензатор, както и от високото еквивалентно последователно съпротивление (ESR) в него. Максимално разрешеното превишаване на входното напрежение и пулсациите в изходното напрежение обикновено се съобразяват в проектирането. Необходимо е да се включи изходен кондензатор  $C_{out}$  с достатъчно голям капацитет и ниска стойност на ESR.

Проблемът с превишаването на регулираната стойност на изходното напрежение се получава, когато изведнъж се премахне натоварването на изхода (празен ход) по време на работа. Това изисква изходният кондензатор да е с достатъчно голяма стойност, за да попречи на съхранената енергия в индуктора да се прехвърли към изхода и така да доведе до надвишаване на определеното максимално изходно напрежение.

Превишаването на изходното напрежение може да се изчисли, като се използва следното уравнение:

$$\Delta V = \left( \sqrt{\frac{U_{out}^2 \cdot L \cdot \left(I_{out\ max} + \frac{\Delta I_L}{2}\right)^2}{C_{out}}} \right) - U_{out} \quad (5)$$

след преобразуване уравнението (5) добива вида:

$$C_{out} = \frac{L \cdot \left(I_{out\ max} + \frac{\Delta I_L}{2}\right)^2}{(\Delta U_{out} + U_{out})^2 - U_{out}^2} \quad (6)$$

където  $C_{out}$  – изходният капацитет

$\Delta U_{out}$  – превишаване на максималното изходно напрежение.

Максималното превишаване на изходното напрежение се приема да е до 100 mV и тази стойност се използва в уравнението. Добавянето на типичния толеранс на стойността на кондензатора (20%) дава практическа стойност за изходния капацитет. Избира се най-близката стандартна стойност. Изходното напрежение зависи предимно от стойността на изходния капацитет и се дава от:

$$U_{outC} = \frac{(U_{in\ max} - U_{out})U_{out}^2}{2 \cdot C_{out} \cdot U_{in\ max}^2 \cdot f_{sw}^2 \cdot L} \quad (7)$$

Еквивалентното последователно съпротивление (ESR) на изходния кондензатор определя пулсациите на изходното напрежение. Стойността може да бъде изчислена:

$$U_{outESR} = I_{L\ RIP} \cdot ESR_{C_o} = \Delta I_L \cdot ESR_{C_o} \quad (8)$$

Трябва да се има предвид, че изборът на кондензатор с много ниска стойност на ESR може да доведе до нестабилност на преобразувателя по мощност.

Факторите, които влияят на стабилността, зависят от избраната интегрална схема за драйвер IC. Необходимо е да се обърне специално внимание на разделите в спецификациите, свързани със стабилността на преобразувателя.

Добавянето на пулсации върху изходното напрежение  $U_{outRIP}$ , зависи от стойността на капацитета и ESR на изходния кондензатор на понижаващия преобразувател:

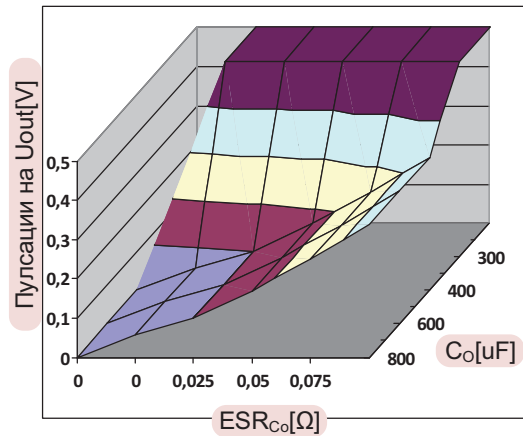
$$U_{outRIP} = \frac{(U_{in\ max} - U_{out})U_{out}^2}{2 \cdot C_o \cdot U_{in\ max}^2 \cdot f_{sw}^2 \cdot L} + \Delta I_L \cdot ESR_{C_{out}} \quad (9)$$

след преобразуване на уравнение (9) се определя ESR по формулата:

$$ESR_{C_{out}} = \frac{U_{outRIP} - \frac{(U_{in\ max} - U_{out})U_{out}^2}{2 \cdot C_o \cdot U_{in\ max}^2 \cdot f_{sw}^2 \cdot L}}{\Delta I_L} \quad (10)$$

Добре изчисленият понижаващ преобразувател обикновено постига пулсация на изходното напрежение по-малка от 2% (10÷50 mV). За изходен капацитет 560 µF, от уравнение 10 се получава 18,8 mΩ за максималния изчислен ESR. Затова се избира кондензатор с ESR, който е по-нисък от 18,8 mΩ и капацитет, равен или по-голям от 560 µF. *За да се постигне еквивалентна стойност на ESR, по-малка от 18,8 mΩ, може да се свържат паралелно няколко кондензатора с ниско ESR.*

На фиг. 3 е представено изходното напрежение с пулсации в зависимост от изходния капацитет и от ESR.



Фиг. 3. Зависимост на пулсациите на изходното напрежение от еквивалентното последователно съпротивление (ESR) на изходния кондензатор

Изборът на ESR на кондензатора доминира върху пулсациите на изходното напрежение при използване на танталови кондензатори.

Когато се използват алуминиеви електролитни кондензатори, стойността на товарния капацитет трябва да бъде два или три пъти по-висока от стойността, препоръчана в типичната схема на приложение, за да се избегне намаляване на капацитета при ниска температура и повишаване на ESR.

Прекомерното напрежение на пулсации генерира топлина и съкращава живота на IC. (Необходимо е пулсациите върху изходното напрежение да не надвишават 50 mV).

## Литература:

1. Practical Power Solutions Copyright © 2009 By Analog Devices, Inc.
2. Irving M. Gottlieb, *Power Supplies, Switching Regulators, Inverters, and Converters*,
3. Marty Brown, *Practical Switching Power Supply Design*, Academic Press, 1990.
4. Marty Brown, *Power Supply Cookbook*, Butterworth-Heinemann, 1994.
5. Abraham I. Pressman, *Switching Power Supply Design*, McGraw-Hill, 1991.
6. <https://cupdf.com/document/buck-converter-design-demystified.html>
7. How to select external components for DC/DC Converters Technical Information Paper
8. K. Seimenliyski, T. Zanev, P.Rahnev, S. Letskovska, M. Uscheva, The influence of power converters built with power semiconductor devices on the quality of the electrical energy, XXXIX International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, 16-19 June, 2004, Bitola, Makedonia, ISBN: 9989-786-38-0, Proceedings of Papers p. 799-803, Printed by: MIKENA, Bitola, Macedonia.