

## СЪОБРАЖЕНИЯ ПРИ ПРАКТИЧЕСКОТО ПРОЕКТИРАНЕ НА ПОНИЖАВАЩ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ – BUCK - 2<sup>РА</sup> ЧАСТ

Даниела Марева

*Бургаски свободен университет*

### CONSIDERATIONS IN THE IMPLEMENTATION OF THE PRACTICAL DESIGN OF A STEP-DOWN CONVERTER – BUCK - PART 2

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.*

От предходната статия следва проектирането на другите елементи на понижаващия BUCK преобразувател.

#### Избор на входен кондензатор

Входният кондензатор  $C_{in}$  е предназначен да премахне пулсациите в захранването на понижаващите DC/DC преобразуватели, използващи IC-драйвер. Необходимо е  $C_{in}$  да се свърже възможно най-близо до IC-драйвер, тъй като намалява влиянието на импеданса на входното захранване към самия интегрален драйвер.

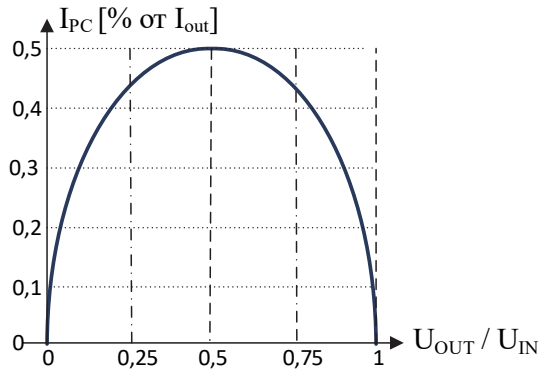
Входният кондензатор  $C_{in}$  може да се избере с по-ниска стойност на ESR, независимо от типа на кондензаторите, за разлика от товарния кондензатор.

Номиналният ток на входния кондензатор  $C_{in}$  се определя от неговата стойност и физически размер. Уравнението за изчисляване на средната стойност на големината на тока на пулсации  $I_{pc_{RMS}}$ , които входният кондензатор трябва да потиска е:

$$I_{pc_{RMS}} = \frac{I_{out_{max}} \sqrt{U_{out} \cdot (U_{in} - U_{out})}}{U_{in}} \quad (11)$$

Фигура 4 показва тока на пулсации върху кондензатора (като кратен на изходния ток) спрямо входното напрежение на понижаващия преобразувател (показано като отношение на изходното напрежение към входното напрежение).

Когато  $U_{IN} = 2U_{OUT}$  ( $2U_{OUT} / U_{IN} = 0,5$ ), което дава  $I_{OUT_{MAX}} / 2$  – се получава най-лошият случай на напрежение с пулсации.



Фиг. 4. Пулсиращ ток на входното напрежение върху кондензатора

Достига се най-лошият случай  $I/2 = 0,5$ , когато  $U_{IN} = 2U_{OUT}$

Входният кондензатор, необходим за понижавач преобразувател, зависи от импеданса на входния източник на енергия. За обикновени захранвания обикновено е достатъчно стойността на кондензатора да бъде от  $10 \mu\text{F}$  до  $22 \mu\text{F}$  /на ампер изходен ток.

Като се имат предвид конструктивните параметри на понижавач преобразувател от фиг.1(от предходната статия), може да се изчисли тока на пулсации на входа.

За по-голям ток може да се започне с по-голяма стойност на общия входен кондензатор и да се експериментира според следващите резултати.

Танталовите кондензатори са лош избор за входни кондензатори, защото „окъсяват“ входната верига. Керамичните или алуминиево-електролитните кондензатори са предпочитани, защото нямат този режим за повреда.

Също така керамичните кондензатори са по-добрият избор, когато площта на печатната платка или височината на елемента са ограничени, но така входната верига може да се самовъзбуди. Причинява се шум от физически вибрации на керамичния кондензатор върху платката, в резултат на фероелектричните свойства на кондензатора и пиезо явленията, реагиращи на пулсациите на напрежението.

Полимерните кондензатори могат да облекчат този проблем.

### Избор на диоди

Препоръчва се диод с малко напрежение в права посока ( $V_F$ ), тъй като предотвратява загубите, причинени от спада на напрежението и повишава ефективността.

В повишаващата верига, работното стартово напрежение също намалява. Напрежението в права посока ( $V_F$ ) трябва да бъде по-малко от  $0,6\text{V}$  при пиковата стойност на тока на обината.

Кондензаторът между изводите на диода трябва да е малък, защото ако е голям, скоростта на превключване се забавя и пиковият шум, който се покачва от времето за включване и изключване на диода, става голям. Когато скоростта на превключване се забави, загубата при превключване се увеличава.

Необходимо е да се избере диод, който има малък обратен ток на утечка ( $I_R$ ). С по-високия обратен ток на утечка намалява не само ефективността при малко натоварване, но също така се увеличава и пиковият шум. Обратният ток на утечка има тенденция да бъде голям, както при високи температури, така и при диоди с голям ток (при нисък  $V_F$ ).

За повишаващи DC/DC преобразуватели, номиналният ток на диода трябва да бъде два или три пъти по-висок от пиковия ток през бобината, при минимална стойност на входното напрежение, за което ще се използва.

За понижаващи DC/DC преобразуватели номиналният ток на диода трябва да бъде два или три пъти по-висок от пиковия ток на намотката на бобината, при максимална стойност на входното напрежение, за което ще се използва. При PFM контрол трябва да се отбележи, че стойността на пиковия ток се увеличава.

Номиналното напрежение на диода трябва да бъде *един и половина пъти по-високо от изходното напрежение* за повишаващи DC/DC преобразуватели и *един и половина пъти по-високо от входното напрежение* за понижаващи DC/DC преобразуватели.

На практика напрежението между клемите не трябва да надвишава номиналната стойност на напрежението.

Разсейването на мощността е ограничаващият фактор при избор на диод. Средната мощност в най-лошия случай може да бъде изчислена:

$$P_D = \left(1 - \frac{U_{out}}{U_{in\ max}}\right) \cdot I_{out\ max} \cdot U_D \quad (12)$$

където:  $V_D$  – спад на напрежението върху диода при даден изходен ток  $I_{OUTMAX}$ . (Типичните стойности са 0,7 V за силициев диод и 0,3V за диод на Шотки.)

Максималното обратно повтарящо напрежение на диода трябва да е по-голямо от максималното входно напрежение ( $V_{RRM} \geq V_{INMAX}$ ).

Спецификацията на правия ток на диода трябва да надвишава максималния изходен ток (т.е.  $I_{FAV} \geq I_{OUTMAX}$ ).

### Избор на MOSFET

Трябва да се определят следните параметри при избор на подходящ MOSFET:

- MOSFET с входен капацитет ( $C_{iss}$ ) и изходен капацитет ( $C_{oss}$ ) по-малък от 1000 pF.
- MOSFET с бърза скорост на превключване. Ефективността нараства, когато скоростта на превключване се увеличи.

Бърза скорост на превключване може да се постигне с:

- кратко време на забавяне при включване ( $t_d$  (включено));
- време на нарастване ( $t_r$ );
- време на забавяне при изключване ( $t_d$  (изключено))  $\times$  ° C.

- MOSFET с напрежение на изключване гейт-сорс ( $V_{gs}$  (off)), много по-ниско от входното напрежение. При стартиране на DC/DC преобразувателя в интегрално изпълнение, към захранващия извод на интегралната схема трябва да се приложи напрежение, по-голямо от напрежението гейт-сорс ( $V_{gs}$  (off)).
- MOSFET със съпротивление при включване ( $R_{ds}$  (on)) между дрейна и сорса. При мощните транзистори то трябва да е с малка стойност. Въпреки това, MOSFETs с изключително ниско съпротивление при включване, обикновено имат големи стойности на входния капацитет ( $C_{iss}$ ) и изходния капацитет ( $C_{oss}$ ). Прави се компромис между съпротивлението при включване, входния капацитет и изходния капацитет.

- За повишаващите DC/DC преобразуватели се избира MOSFET с номинален ток, два или три пъти по-голям от пиковия ток. За понижаващите DC/DC преобразуватели стойността на номиналният ток е около два пъти по-голям от изходния ток. Стойността му трябва да се умножи по коефициента на понижаване. Също така е необходимо да се наблюдава формата на тока и топлината на MOSFET преди избора, като се обърне внимание на стойността на пиковия ток, тъй като той става голям, особено при PFM контрол.
- Номиналното напрежение на входа на MOSFET интегралния драйвер, за повишаващи DC/DC преобразуватели, трябва да бъде един и половина пъти по-голямо от изходното напрежение. Номиналното напрежение за понижаващи DC/DC преобразуватели, трябва да бъде един и половина пъти по-голямо от входното напрежение. Необходимо е, избраните драйвери да се проектират така, че напрежението между изводите им да не надвишава номиналното напрежение на преобразувателя.
- Ако се предполага, че всички загуби във веригата при спадане на ефективността идват от транзистора, трябва да се съобрази мощността на разсейване на MOSFET да е по-голяма от загубите. Когато изходното напрежение и изходният ток са с големи стойности, MOSFET трябва да има достатъчно презапасяване (за да осигури допълнително покритие), така се компенсира загубата на електрическа мощност. Спадането на топлината на транзистора трябва да е в рамките на работния температурен диапазон и ако е необходимо, да се коригира разсейването на тази топлина.

Повечето производители намират за скъпо интегрирането на голям MOSFET в DC/DC контролера. Преобразувателите на мощност с вградени MOSFET<sup>s</sup> обикновено определят максимални изходни токове не по-големи от 3А до 6А. За по-големи изходни токове се избира външно монтиран MOSFET.

Максималната температура в точката на свързване ( $T_{Jmax}$ ) и максималната температура на околната среда ( $T_{Amax}$ ) за външния MOSFET трябва да бъдат съобразени:

- $T_{Jmax}$  не трябва да надвишава температура от 115°C до 120°C;
- $T_{Amax}$  не трябва да надвишава 60°C.

Максималното допустимо повишаване на температурата за MOSFET може да изчисли от:

$$T_{JRISE} = T_{Jmax} - T_{Amax} \quad (13)$$

От уравнение (13) следва изчисляване на максималното повишаване на температурата  $\theta_{JA}$  на MOSFET от 55°C.

Максималната мощност  $P_{Dtot}$ , разсейвана в MOSFET, може да бъде изчислена от допустимото максимално повишаване на температурата на MOSFET:

$$P_{Dtot} = \frac{T_{JRISE}}{\theta_{JA}} \quad (14)$$

Типът на MOSFET модула и количеството мед, използвано в печатната платка, влияят върху термичното съпротивление на прехода на MOSFET и зависят от температурата на околната среда ( $\Theta_{JA}$ ). Когато  $\Theta_{JA}$  не е посочен в спецификацията на производителя, се избира стойност 62°C/W (за стандартен модул SO-8).

Не съществува обратна линейна връзка между стойността на  $\Theta_{JA}$  и количеството мед, използвано в проектираното устройство.

Ползата от намаляването на стойността на  $\Theta_{JA}$  бързо намалява за вериги, които включват повече от 1KW/inch.

Използвайки стойността на  $\Theta_{JA}=62^{\circ}\text{C}/\text{W}$  в уравнение (14) се получава максимално допустима разсеяна мощност в MOSFET.

Разсейването на мощността в MOSFET се причинява от съпротивлението на транзистора (при включване) и загубите в него (при изключване).

Загубата в съпротивлението на транзистора може да се изчисли като разсеяна мощност, превърнала се в топлина:

$$P_{DRDS} = \frac{U_{out} \cdot I_{outmax}^2 \cdot R_{DSonhot}}{U_{inmin}} \quad (15)$$

Като общо правило, температурен коефициент от  $0,5\%/^{\circ}\text{C}$  осигурява добро максимално съпротивление при всяка температура.

По този начин съпротивлението при включване се изчислява като:

$$R_{DSonhot} = \left[ 1 + 0,005 \cdot (T_{Jhot} - 25^{\circ}\text{C}) \right] \cdot R_{DSon25^{\circ}\text{C}} \quad (16)$$

Ако се приеме, че загубата в съпротивлението е приблизително 60% от общите загуби на MOSFET, може да се замени в уравнение (16) и да се получи уравнение (17). Максимално допустимото съпротивление при включване  $R_{DSon25^{\circ}\text{C}}$  при  $25^{\circ}\text{C}$  е:

$$R_{DSon25^{\circ}\text{C}} = \frac{U_{inmin} \cdot P_{Dtot} \cdot 60\%}{U_{out} \cdot I_{outmax}^2 \left[ 1 + 0,005 \cdot (T_{Jhot} - 25^{\circ}\text{C}) \right]} \quad (17)$$

Загубите при превключване представляват по-малка част от разсейването на мощността на MOSFET, но те трябва да бъдат вземани предвид.

Изчисление на загубите при превключване се извършва със следния израз:

$$R_{DSW} = \frac{U_{inmax}^2 \cdot f_{SW} \cdot I_{outmax} \cdot C_{RSS}}{I_{GATE}} \quad (18)$$

където  $C_{RSS}$  – капацитет на обратното прехвърляне на  $Q_1$ ;

$I_{GATE}$  – пиков ток от контролера, подаван на гейта на транзистор  $Q_1$ .

Ако се приеме, че токът от драйвера е 1A и вътрешният капацитет за обратно предаване е 300 pF (взет от спецификацията на MOSFET), то от уравнение (17) се получава максимален  $R_{DS(ON)25^{\circ}\text{C}} \approx 26,2 \text{ m}\Omega$ .

Преизчисляването и сумирането на загубите при съпротивление и загубите при превключване дава нетната разсеяна мощност във W.

Използвайки тази стойност, може да се изчисли за MOSFET максималното повишаване на температурата от  $101^{\circ}\text{C}$ , което е в допустимия температурен диапазон.

### Ефективност на понижаващ преобразувател

Минимизирането на загубите на енергия в целия преобразувател е желана цел за всеки конструктор и освен това удължава живота на батерията и намалява разсейването на топлината.

За изчисляване на загубите на мощност във всяка секция на преобразувателя се прилагат следните уравнения.

- ❖ Загуби на стойността на ESR на входния кондензатор:

$$P_{C1_{RMS}} = I_{C1_{RMS}}^2 \cdot ESR_{C1} \quad (19)$$

В уравненията (6), (9) и (12) са дадени загуби, дължащи се на диода, където е включено MOSFET съпротивлението на прехода и също така комутационните загуби в самия транзистор.

- ❖ Загуби на стойността от  $R_{DC}$  на индуктора L:

$$P_{DCR_{RMS}} = (I_{out_{max}} + \sqrt{2} \cdot \Delta I_L)^2 \cdot DCR_L \quad (20)$$

- ❖ Загуби на стойността на ESR на изходния кондензатор  $C_{out}$ :

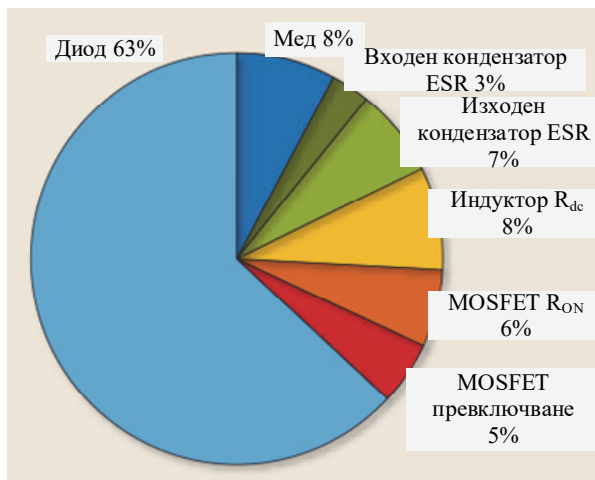
$$P_{Co_{RMS}} = (\sqrt{3} \cdot \Delta I_L)^2 \cdot ESR_{Co} \quad (21)$$

В следващото уравнение са сумирани всички видове загуби на мощност в целия преобразувател, като се отчита ефективността на преобразувателя:

$$\eta = \frac{(I_{out} \cdot U_{out})}{(I_{out} \cdot U_{out} + P_{Ci_{RMS}} + P_{Co_{RMS}} + P_{DCR_{RMS}} + P_{DRDS} + P_{DSW} + P_D + P_{Cu})} \cdot 100\% \quad (22)$$

Ако се приеме, че загубите в медта  $P_{Cu} = I^2 \cdot R$  са приблизително 0,75W, то ефективността на този преобразувател е 69,5%.

Замяната на силициев диод с Шотки диод, увеличава ефективността до 79,6%, а подмяната на диода със синхронен токоизправител в MOSFET понижаващия преобразувател, допълнително увеличава ефективността до 85% при пълно натоварване.



Фиг. 5. Диаграма на загубите на мощност в преобразувателя

Удвояването на теглото на медта до 58 грама или утрояването и до 85 грама, намалява загубата на мед и по този начин увеличава ефективността до приблизително 86% до 87%.

Внимателното разположение на компонентите в печатната платка е от решаващо значение за постигане на ниски загуби при превключване и осигурява стабилна работа на понижаващия преобразувател.

Насоки за по-добра работа:

- *Пътеките за голям ток да са къси, особено при заземяващите клеми.*
- *Да се минимизират дължините на кабелите за свързване към индуктора, MOSFET и диод/синхронен MOSFET.*
- *Захранващите и товарните пътеки да са къси и широки. Тази практика е от съществено значение за постигане на висока ефективност.*
- *Възлите на датчиците за напрежение и ток да са поставени далеч от възлите на превключващите елементи.*

### **Проверка на производителността**

Когато се проектира или модифицира веригата на управление на понижаващ регулатор (работи в ССМ режим или използвайки PWM), може да се използват уравненията за изчисляване на стойностите за необходимите критични компоненти и характеристики.

### **Литература**

1. Practical Power Solutions Copyright © 2009 By Analog Devices, Inc.
2. Irving M. Gottlieb, Power Supplies, Switching Regulators, Inverters, and Converters, Second Edition, McGraw Hill (TAB Books), 1994.
3. Marty Brown, Practical Switching Power Supply Design, Academic Press, 1990.
4. Marty Brown, Power Supply Cookbook, Butterworth-Heinemann, 1994.
5. John D. Lenk, Simplified Design of Switching Power Supplies, Butterworth Heinemann, 1995.
6. Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, McGraw-Hill, 1991.
7. <https://cupdf.com/document/buck-converter-design-demystified.html>
8. How to select external components for DC/DC Converters Technical Information Paper
9. 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.