

## **Анализ на пулсациите на сигналите при многотактните преобразуватели.**

**инж. Желязко Стоянов Бъчваров, доц. д-р Димитър Димов Юдов,  
д-р Венцислав Цеков Вълчев, инж. Тодор Атанасов Филчев**

**Ripple analysis of the signals of interleaved converters.** In the modern power supplies the concept of interleaved topologies are used more and more often. This is due not only to the reduction of the prices of the power semiconductor switches, but also to the increase of the requirements of the supplied loads. In this report we demonstrate two methods, suitable to analyze the ripple amplitude in interleaved converters. The first approach is based on Fourier transformation and is suitable when the spectrum of the signal is known. The second method is based on time domain simulation and it is applicable for the analysis of any kind of signals considering their phase shift errors.

### **Въведение.**

В съвременните захранващи устройства все по-често се използват многотактни преобразуватели. Това се дължи не само на намаляване цената на съвременните силови полупроводникови прибори, но и на повишаване на изискванията на захранваните товари. Така например захранващите блокове на съвременните микропроцесори изискват захранващо напрежение от поръдъка на  $\sim 2.5 \div 3[V] \pm 0.05[mV]$  като консумираният от товара ток може да се измени от  $Nx100[mA]$  до  $Nx10[A]$  в рамките на  $Nx100[ns]$ . Осигуряването на подобни параметри чрез използването на конвенционален преобразувател е трудно, поради което все по-често се използват многотактни преобразуватели.

В настоящата статия са разгледани методи за определяне амплитудата на пулсациите на тока при многотактни преобразуватели.

Многотактните преобразуватели [1] представляват многозвенен преобразувател, при който отделните модули се управляват с отместени по фаза сигнали. На Фиг.1а е показан пример за многотактен преобразувател, а на Фиг.1б са показани времедиаграмите на преобразувател, състоящ се от два модула. Вижда се, че ако модулите работят синхронно, то амплитудата на пулсациите на изходния ток (показана с пунктир) ще е 2, докато при система от два модула с фазово отместване от  $180^\circ$  амплитудата на пулсации на изходния ток е по-малка от 1 и тяхната честота е два пъти по-висока от работната.

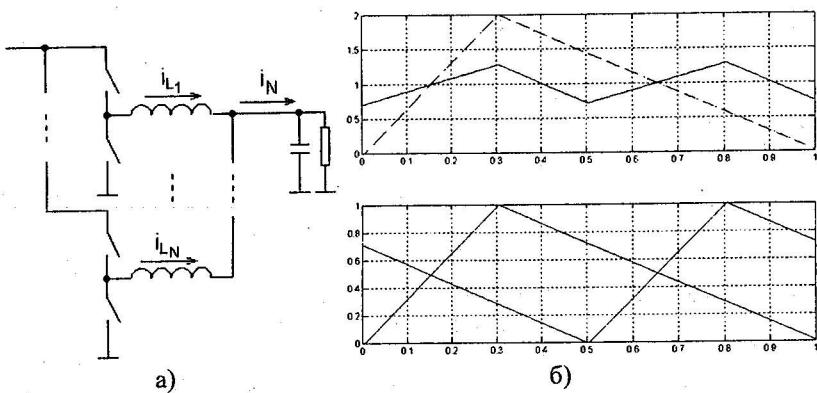
Очевидно определянето на амплитудата на пулсациите е важно за оразмеряването и оптимизирането на системата.

Съществуват два основни подхода за определяне на амплитудата на пулсациите. Първият подход се състои в изчисляване хармоничния състав на един сигнал, след което се изчислява резултатния сигнал при добавянето (събиране/изваждане) на  $N$  други сигнала със същата форма но с отместване по фаза [2]. По този начин може директно да анализира спектъра на резултатния сигнал. Формата на резултатния сигнал може да се получи чрез използването на обратното Фурье преобразувание.

Друг метод за анализ се състои в използването на численото определяне на амплитудата на резултатния сигнал чрез неговото анализиране във временната област [3]. За целта може да се използва всеки софтуерен продукт позволяващ програмиране на определен алгоритъм. Подобен продукт е например Matlab.

Извършването на анализ на амплитудата на пулсациите е от особено значение поради две основни съображения:

1. В повечето случаи е предварително известно в какви граници се изменя коефициентът на запълване, което може да бъде използвано за по-пълното оптимизиране на изходните и входните филтри.
2. В някои случаи не е възможно да се създаде абсолютно точно желаното фазово отместване, но е известна грешката, което може да се използва за оразмеряване на филтровите компоненти.



Фигура 1

### Изчисляване спектъра на изходния сигнал за многотактен преобразувател.

Нека да разгледаме сигнал състоящ се от няколко функции в различните интервали от време:

$$s(\theta) = \begin{cases} f_1(\theta), & 0 \leq \theta < \theta_1 \\ f_2(\theta), & \theta_1 \leq \theta < \theta_2 \\ \dots \\ f_n(\theta), & \theta_{n-1} \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

Прилагайки преобразуванието на Фурье за такъв сигнал получаваме:

$$s(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\theta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n| e^{jn(\theta+\psi_n)} \quad (2)$$

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} s(\theta) e^{-jn\theta} d\theta \quad (3)$$

Въвеждайки фазово отместване на сигнала (2) води до:

$$s(\theta + \varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n| e^{jn(\theta + \psi_n + \varphi)} \quad (4)$$

Прибавяйки/изваждайки  $N$  сигнала получаваме:

$$U_n = |C_n| e^{jn(\theta + \psi_n)} \sum_p e^{jp\varphi} \quad (5)$$

където:  $p=1..N$ ,  $n$  – номер на хармоник,  $N$  – брой модули в системата,  $\varphi$  – фазово отместване между модулите,  $\psi_n$  – фаза на  $n^{\text{тия}}$  хармоник,  $|C_n|$  – амплитуда на  $n^{\text{тия}}$  хармоник,  $U_n$  – стойност на  $n^{\text{тия}}$  хармоник на изходния сигнал.

Използвайки уравненията (1-5) би могло да се изследва относителната промяна на амплитудата на хармониците като функция от броя на модулите  $N$  и фазовото отместване между тях.

Дефинираме коефициент на трансформация  $HT_n$  на многотактна, състояща се от  $N$  на брой модули система, като:

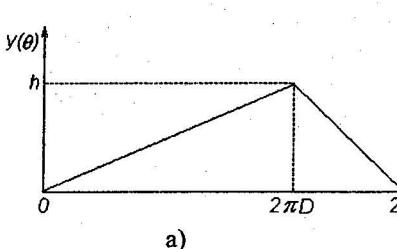
$$HT_n = \sum_p e^{jp\varphi} \quad (6)$$

Важно е да се отбележи, че при  $\varphi=0$ , получаваме  $HT_n=N$ . Това означава че за обикновена многозвенна система, при която модулите работят синхронизирано, всички хармоници просто се сумират и изходният спектър се получава като спектъра на един сигнал се умножи с  $N$ .

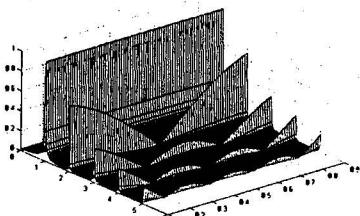
Замествайки (6) в (5) получаваме:

$$U_n = |C_n| e^{jn(\theta + \psi_n)} HT_n \quad (7)$$

Нека да разгледаме сигнал с триъгълна форма, който е резултат от управляващ сигнал с коефициент на запълване  $D$ , както е показан на Фиг.2а.



a)



б)

Фигура 2

Сигналът е дефиниран както следва:

$$\text{за } 0 \leq \theta < 2\pi D, \quad y(\theta) = \frac{h}{2\pi D} \theta \quad (8)$$

$$\text{за } 2\pi D \leq \theta < \pi, \quad y(\theta) = \frac{h}{1-D} \left(1 - \frac{\theta}{2\pi}\right) \quad (9)$$

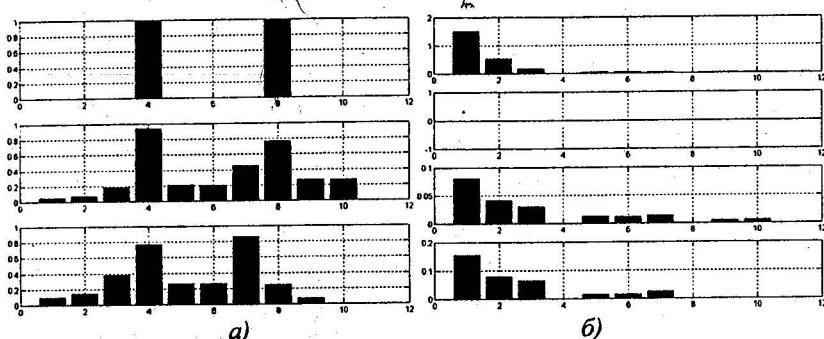
Крайното решение за хармониците е:

$$C_k = \frac{h}{(2\pi k)^2} \frac{1}{D(1-D)} [e^{-jk\pi D} - 1] \quad (10)$$

Спектърът на сигнала е показан на Фиг.2б, като са показани хармоници 1÷5 за коефициенти на запълване  $D=0.1\div0.9$ .

На Фиг.3а са показани коефициентите на трансформация (6) за спектъра на многотактен конвертор състоящ се от 4 модула. Фазовото отместване за отделните графики (вертикално от горе на долу) е както следва:  $\varphi=2\pi/N$  – оптимално фазово отместване),  $\varphi=(0.95)2\pi/N$  (5% грешка по фазово отместване),  $\varphi=(0.9)2\pi/N$  - (10% грешка по фазово отместване).

Фиг.3б показва съответно амплитудите на хармониците  $U_n$  (7) за система с  $N=4$  и коефициент на запълване  $D=0.25$ . Фазовото отместване за графиките е както следва (вертикално - от горе на долу):  $\varphi=0$  система от N модула работещи синхронизирано,  $\varphi=2\pi/N$  – оптимално фазово отместване,  $\varphi=(0.95)2\pi/N$  (5% грешка по фазово отместване) и  $\varphi=(0.9)2\pi/N$  (10% грешка по фазово отместване). От графиките се вижда, че първият хармоник на резултатния сигнал е приблизително равен на грешката по фаза умножена с първия хармоник на многозвенен конвертор.



Фигура 3

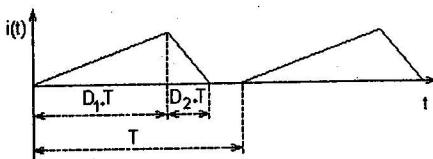
От получените резултати следва, че ако искаме да нулираме точно определен хармоник оптималното фазово отместване може да бъде различно от  $2\pi/N$ . Общо погледнато, при фазово отместване равно на  $2\pi/N$  ние елиминираме всички хармоници различни от  $k.N.f$  (където  $f$  е основната, работна, честота,  $N$  – брой на модулите в системата и  $k=1,2,\dots$ ). Хармониците  $k.N.f$  са умножени с  $N$ , но обикновения многозвенен преобразувател всички хармоници са умножени с  $N$ . За да бъде фазовото отместване наистина ефективно, съдейки по графиките, трябва да се допусне грешка по фазово отместване не по голяма от 10%.

#### Изчисляване на амплитудата на пулсациите във времевата област

При използване на числени методи е възможно да се представи формата на сигнала като вектор ( $X_{k1}$ ) от стойности. Чрез отместване /ротация/ на вектора се въвежда фазово отместване. Фазово отместване със стойност  $2\pi/N$  е

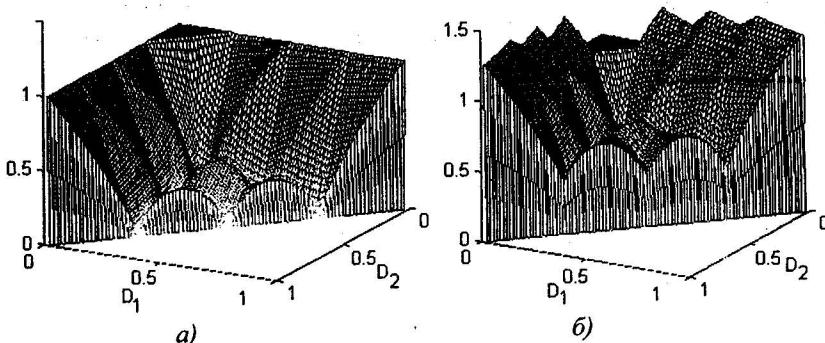
еквивалентно на  $K/N$ . Чрез сумиране на тези вектори директно се получава резултантния сигнал, от който може да се извлече амплитудата на пулсациите чрез намиране на минимумите и максимумите в така получения вектор и изчисляване на тяхната разлика.

Тук ще приложим резултатите от подобен анализ на сигнал с триъгълна форма показан на Фиг.4. Подобни сигнали често са наблюдавани в системите за захранване и амплитудата на пулсациите на резултантния сигнал на многотактен преобразувател зависи силно от коефициента на запълване.



Фигура 4

Понеже непрекъснатия сигнал е частен случай на прекъснатия (когато  $D1+D2=1$ ), е необходимо да се получат резултатите само за непрекъснатия сигнал. На Фиг.5 са показани резултатите за сигнал с триъгълна форма.



Фигура 5

/a/ : прекъснат сигнал при  $N=4$ ;

/b/ : прекъснат сигнал при  $N=4$  и  $\varphi=(90\%)2\pi/N$

От Фиг.5 следва, че амплитудата на пулсации на изходния ток на многотактен преобразувател, не надвишава амплитудата на пулсации на тока в единичен модул. Също така се вижда, че при непрекъснат режим на работа имаме  $N-1$  брой точки, при които амплитудата на пулсации става нула, като тези точки са разположени на интервал от  $k/N$ , където  $k=1..N-1$ . За прекъснат сигнал броя на нулите за целия работен диапазон е  $((N-1)^2+N-1)/2$ . За система, при която съществува грешка във фазовото отместяване, амплитудата на

пулсациите винаги е по-голяма от нула. Въпреки това се вижда, че съществуват области в резултантния сигнал, в които пулсациите са по-малки от 1.

### **Заключение.**

Описаният анализ на пулсациите на многотактни преобразуватели може да се приложи за произволна система и на база на получените резултати да се направи оптимално проектиране на силовите филтри. От направеният временен анализ на амплитудата на пулсациите, следва, че изходният филтър на многотактен преобразувател може да бъде намален до гълънително с около 30-50%, ако коефициентът на запълване се изменя в определени зададени граници.

### **Литература.**

1. F. V. P. Robinson, "The Interleaved Operation of Power Amplifiers", PEVSD 1998, p.606-611
2. J. B. Klaassens, W. L. F. H. A. Moize de Chateleux, M. P. N. van Wesenbeeck, "Phase-Staggering Control of a Series-Resonant DC-DC Converter with Paralleled Power Modules", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.3, No.2, April 1988, p.164 -173
3. C. Chang, "Current Ripple Bounds in Interleaved DC-DC Power Converters", Power Electromics and Drive Systems Conference 1995, p.738 -743