

Ефективен импулсно-резонансен токозахранващ източник с широка област на приложение

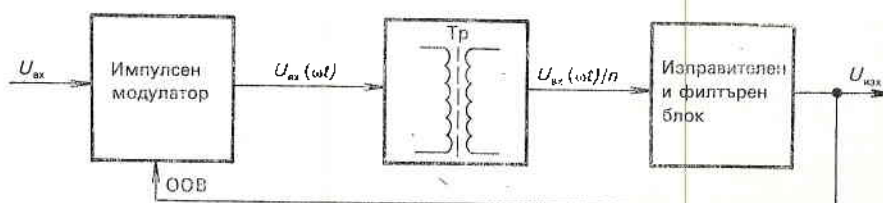
А. Г. Генчев

Централна лаборатория за специализирани датчици
и системи, БАН

В съвременната техника импулсните токозахранващи устройства заемат все по-широка сфера, измествайки класическата линейна токозахранваща техника само в тесен кръг специфични приложения. Създаването се голямо разнообразие от базови схеми на импулсната токозахранваща техника най-общо се разделя в две големи групи:

— Устройства с импулсно преобразуване на електрическата енергия в преобразувателния модул. Такива са добре известните понижавачи, повишавачи и инвертиращи преобразуватели, изолирани еднотактни и двутактни преобразуватели и др. [2, 3].

— Импулсни токозахранващи устройства със синусоидна форма на напрежението или тока в преобразувателния модул. През последните години бе разработена теорията и практическото приложение на разнообразни типове резонансни и квазирезонансни преобразуватели [4, 5 и 6].



Фиг.1. Обобщена блокова схема на известните импулсни регулатори на напрежение

Обобщената блокова схема на известните импулсни регулатори на напрежение е показана на фиг. 1.

Входното нестабилизирано постоянно напрежение, подадено към токозахранващото устройство, се преобразува от импулсен модулатор в импулсно напрежение $U_{вх}(\omega t)$, което след трансформиране (или запасяване на енергия при неизолирани регулатори) се изправя и филтрира от изходен блок, като резултира в постоянно и стабилизирано изходно напрежение за определен изходен диапазон на натовареност. В зависимост от типа на токозахранващото устройство въведената обратна връзка може да въздейства върху коефициента на запълване на работното импулсно напрежение или върху работната му честота. Разбира се, при честотно-импулсна модулация съществува едновременна промяна и на двата параметъра, като приведенният коефициент на запълване остава определящ.

Правоъгълното напрежение $U_{вх}(\omega t)$ се представя с израза

$$U_{вх}(\omega t) = U_{вх} \gamma + \frac{2U_{вх}}{\pi} \sum_{n=1}^{n=\infty} \sin(\gamma\pi) \cos(n\omega_0 t),$$

където γ е коефициентът на запълване на правоъгълните импулси и представлява отношение между времето на включено състояние на импулсния ключ на модулатора и периода на повторение на импулсите; n е номерът на хармоничното напрежение.

От горния израз се вижда лошото използване на енергийния спектър, характерно за двете основни групи импулсни токозахранващи устройства. Така импулсните устройства със синусоидно прехвърляне на енергия използват само първи хармоник на правоъгълното напрежение

$$U_{вх}(\omega_1) = \frac{2U_{вх}}{\pi} \sin \pi\gamma \cos \omega_1 t,$$

като максималната амплитуда на първи хармоник е при коефициент на запълване $\gamma = 0,5$;

$$U_{вх}^{\max}(\omega_1) = \frac{2U_{вх}}{\pi} \sin \pi\gamma = 0,63U_{вх}.$$

Максималната мощност на импулсния модулатор се определя от захранващото напрежение и допустимия ток на превключване I_0^{\max} , която при коефициент на запълване $\gamma = 0,5$ е

$$P_{ген}^{\max} = U_{вх} I_0^{\max} / 2,$$

а максималната амплитуда на входния ток, отнесена за първи хармоник, е

$$I^{\max}(\omega_1) = \frac{2I_0^{\max}}{\pi} \sin \pi\gamma = 0,63I_0^{\max},$$

следователно максималната мощност, която е възможно да бъде предадена към товара, е

$$P_{г}^{\max} = \frac{U_{вх}^{\max}(\omega_1) I^{\max}(\omega_1)}{2} = 0,405 P_{ген}^{\max}.$$

Или, казано с други думи, при синусоидно преобразуване се използва само част (40,5%) от мощностния ресурс на импулсния модулатор в най-благоприятния случай.

От друга страна, токозахранващите устройства с импулсно преобразуване на електрическата енергия се ограничават само с използването на постоянната съставна на импулсната поредица. Процесът на филтриране в из-

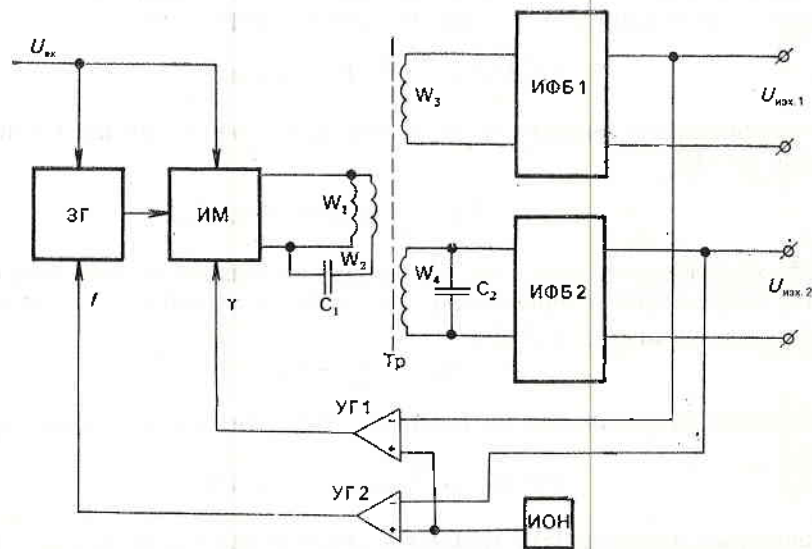
правителния и филтърния блок отделя само тази съставка от импулсната поредица. Така изходното напрежение при понижаващия регулатор и правия преобразувател са съответно:

$$U_{\text{изх}} = U_{\text{вх}} \gamma,$$

$$U_{\text{изх}} = U_{\text{вх}} \gamma / n,$$

където n е коефициентът на трансформация на импулсния трансформатор. Цялата останала поредица от хармонични съставки се изработва от импулсния модулатор, но бива филтрирана, т. е. реактивно връщана в първичния източник на енергия. Тук отново съществува непълноценно използване на импулсния модулатор по възможна изходна мощност.

Път за решаване на проблема е да се създаде и реализира импулсно-резонансен токозахранващ модул, в основата на който да залегне едновременното използване и предаване по преобразувателния тракт на енергията на постоянната съставна и тази на първия хармоник на импулсната поредица. Обща блокова схема на създадения токозахранващ модул [1] е показана на фиг. 2, където ИМ е широчино-импулсен модулатор; ЗГ — задаващ генератор; ИФБ1 и ИФБ2 са изходни изправително-филтърни блокове; ИОН — източник на опорно напрежение; УГ1 и УГ2 — усилватели на грешка във веригите на отрицателна обратна връзка; Тр — преобразувателен трансформатор.

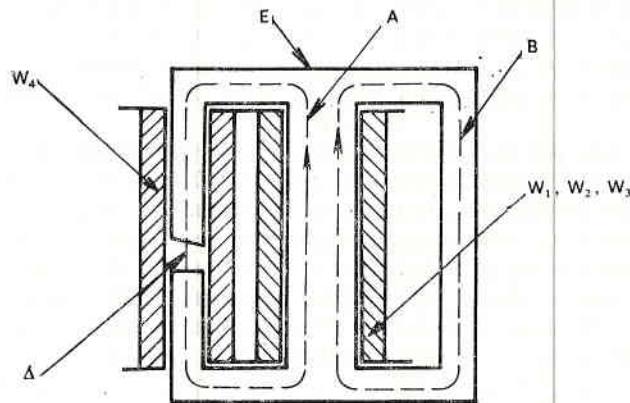


Фиг.2. Обща блокова схема на създадения токозахранващ модул

Приложеното входно напрежение захранва импулсния модулатор, който създава необходимата за преобразуването поредица от правоъгълни импулси. Импулсният модулатор получава тактова честота от задаващия генератор, която може да бъде променена от външен управляващ сигнал.

Създаденото променливо напрежение захранва намотка W_1 и през кондензатор C намотка W_2 на преобразувателния трансформатор Тр, подробно изяснен на фиг. 3. Той се състои от феритно ядро от Е- или ЕС-тип, при-

тежава две магнитни вериги А и В с различно магнитно съпротивление поради липсата на въздушна междина за верига В и наличието на въздушен процеп Δ за магнитна верига А. На средното ядро са поставени намотки W_1 , W_2 и W_3 , а на крайната част, обхваната от магнитна верига А, е поставена намотка W_4 .



Фиг.3. Схема на преобразователния трансформатор

Напрежението, получено от намотка W_3 , носи същия характер, както изходното напрежение на модулатора поради характера на магнитна верига В. След изправяне и филтриране от ИФБ1 на първи изход се получава постоянно напрежение, зависещо от коефициента на запълване на импулсното напрежение по закона за регулиране на стандартния прав преобразувател.

Процесите в магнитна верига А обаче носят друг характер. Магнитното съпротивление, въведено от въздушния процеп, заедно с приложения паралелен кондензатор C_2 в изходна намотка W_4 привеждат схемата на този клон от трансформатора до последователен LC кръг, където натовареността на втори изход представлява товарно съпротивление R_T , паралелно на изходния кондензатор C_2 (респективно C_2 , тъй като C_1 има само развързваща функция). Изходното напрежение на намотка W_4 е синусоидно

$$U_{W_4} = \frac{2U_{вх}}{\pi n_1} \sin \pi \gamma \cos \omega_1 t,$$

където $n_1 = W_4/W_2$ е преводното отношение на трансформатора за магнитна верига А. След изправяне и филтриране от блок ИФБ2 се получава постоянно изходно напрежение, равно на ефективната стойност на променливото напрежение (ако не отчитаме загубите при изправяне и филтриране)

$$U_{изх. 2} \cong \frac{2U_{вх}}{\pi \sqrt{2} n_1} \sin \pi \gamma.$$

Усилвателят на грешка УГ1 взема информация за стойността на постоянното на първи изход посредством сравняване с напрежението на ИОН, като въздейства върху коефициента на запълване съгласно със закона на регулиране. Другият усилвател на грешка УГ2 следи второто изходно напрежение и въздейства върху честотата на задаващия генератор, като я повишава при намаляване на натовареността и обратно. Трябва да се допълни, че изходното напрежение на втори изход зависи не само от често-

тата, а и от натовареността му или, което е същото, от качествения фактор на LC кръга, съставен от кондензатор C_2 и индуктивността на намотка W_4 на трансформатора. Крайният израз за изходното напрежение е

$$U_{\text{изх. 2}} = \frac{2U_{\text{вх}} Q \sin \pi \gamma}{\pi \sqrt{2} n_1}.$$

Естествено веднага възниква въпросът за влиянието на двата независими канала един на друг. Може да се каже, че доколкото честотата на преобразуване не е определяща за закона на регулиране на първи изход, то нейното изменение в известни граници няма да промени параметрите на този канал.

При втория резонансен канал положението е различно. От една страна, при промяна на натовареността на този канал честотата на преобразуване се променя от основната до няколко пъти по-висока, от друга, възбуждането на принудени колебания зависи и от определения коефициент на запълване от закона на регулиране на първи изход. При това положение може ли да бъде определено и гарантирано стабилно напрежение на втори изход и при какви условия? Отговорът е положителен при следните условия:

— Коефициентът на трансформация за магнитна верига В трябва да бъде винаги по-малък от този за магнитна верига А, или $\frac{W_3}{W_1} < \frac{W_4}{W_2}$, за да бъде изпълнено неравенството:

$$\frac{U_{\text{вх}} \gamma}{n_0} < \frac{2U_{\text{вх}} \sin \pi \gamma}{\pi \sqrt{2} n_1},$$

взето за равни изходни напрежения $U_{\text{изх. 1}}$ и $U_{\text{изх. 2}}$.

— Коефициентът на запълване γ да бъде ограничен до максимална стойност 0,5 при използване на първи хармоник и до максимална стойност 0,19 при използване на трети хармоник в резонансната верига на втори изходен канал.

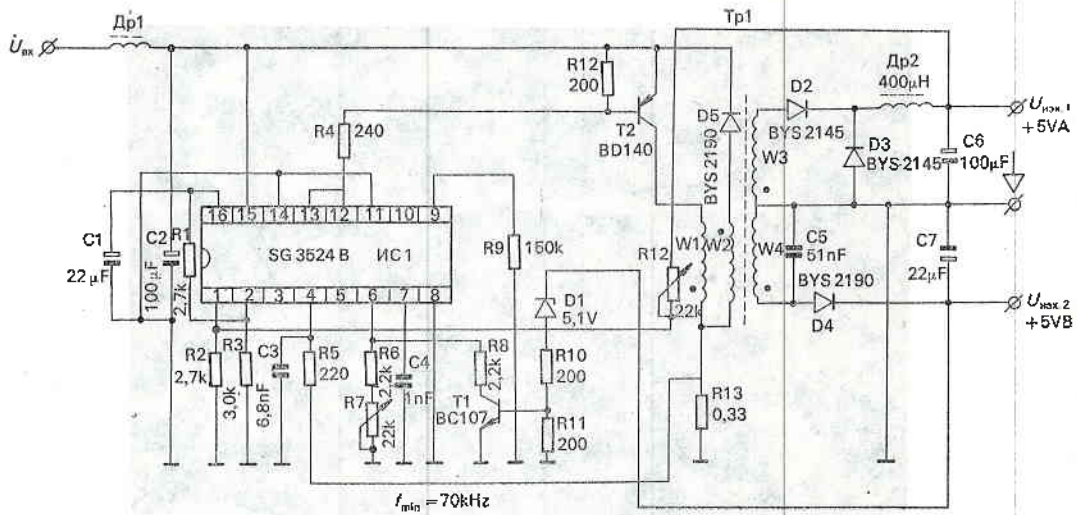
Препоръчително е съотношението на коефициента на трансформация n_1 към коефициента n_0 да бъде със стойност 2 до 3 при равни изходни напрежения.

Въз основа на направените разглеждания бе създаден действащ макет на преобразувател от този вид, чиято принципна схема е показана на фиг. 4. Използван бе контролер за импулсни токозахранващи устройства тип SG 3524 в стандартното му приложение за обезпечаване на управлението и стабилизацията по първия канал на преобразувателя. Този канал е с конфигурация на прав преобразувател и съдържа в изходната си част диоди D2 и D3, дросел Др2 и филтров кондензатор С6.

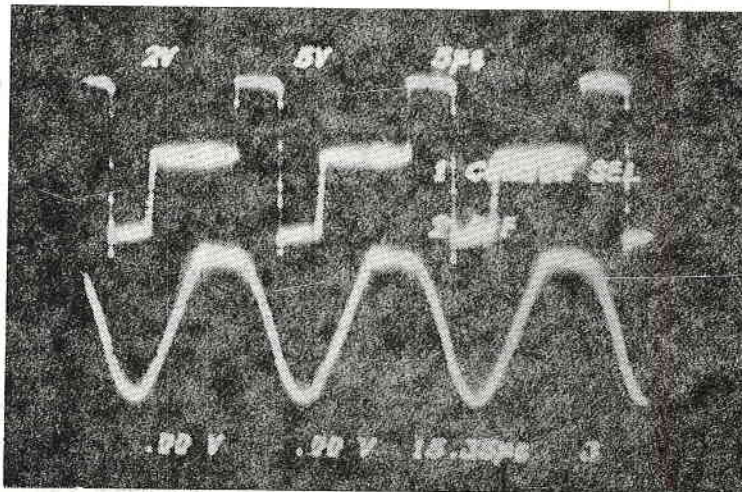
Вторият канал е квазирезонансен и осигурява второ изходно напрежение. Той съдържа резонансен кондензатор С5, който заедно с индуктивността на намотка W4 образува трептящ кръг с честота, равна на честотата на импулсния контролер, определена с резистори R6 и R7 и кондензатор С4. Въвведената обратна връзка с диод D1 и транзистор T1 обезпечава повишаване на честотата на преобразуване и по двата канала с цел регулиране на изходното напрежение на втори канал чрез изместването на честотата на принудените колебания, създавани от импулсния модулатор спрямо собствената честота на колебания във втори канал на преобразуване.

Експерименталната реализация потвърди очакваните резултати от направените разглеждания и инженерния разчет. На фиг. 5 са илюстрирани формата на колекторното напрежение на транзистор T2 (горе) и формата на

синусоидното напрежение на кондензатор C5^{*} (долу). На фиг. 6 са показани формата на колекторния ток на транзистор T2 (горе) и формата на тока през диод D4 (долу). Кривите са заснети при следните условия: товарен ток на първи изход — 500 mA; товарен ток на втори изход — 50 mA; входно нестабилизирано напрежение — 30 V.



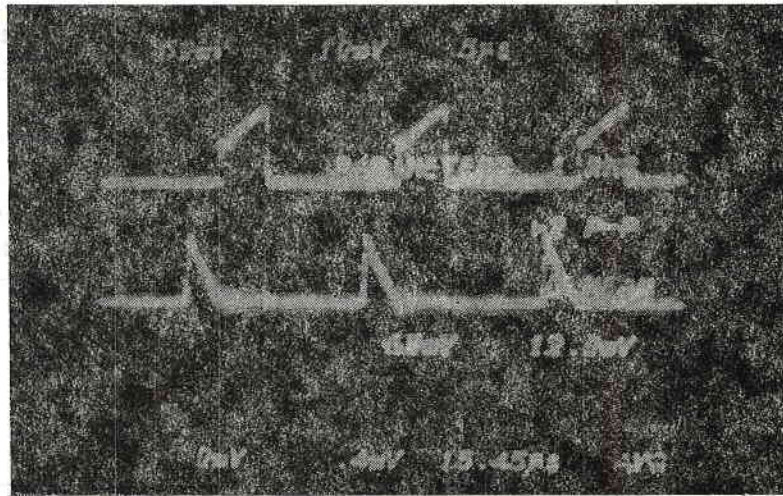
Фиг.4. Принципна електрическа схема на преобразувателя



Фиг.5. Форма на колекторното напрежение на транзистор T2 и форма на синусоидното напрежение на кондензатор C5

Направени бяха измервания за установяване на степента на взаимно влияние на двата канала. Измерванията за влиянието на натовареността на първи канал върху изходните характеристики на втори са показани в

табл. 1, а обратното влияние е показано на табл. 2. Ясно се вижда незначителното влияние на резонансия канал върху характеристиките на основния импулсен канал. Обратното за съжаление не е същото. Вижда се (табл. 1), че при намаляване на консумацията по основния канал под 10% от номиналната ѝ стойност се губи стабилизация по втория канал, особено ако той



Фиг.6. Форма на колекторния ток на транзистор Т2 и форма на тока през диода D4

Таблица 1

Влияние на натовареността на първи канал върху изходните характеристики на втори канал ($I_{изх. 2}$, V) при $U_{вх}=30$ V

$I_{изх. 2}$, mA	$I_{изх. 1}$, mA							
	25	50	100	200	300	400	500	1000
0	5,182	5,216	5,245	5,242	5,244	5,248	5,249	5,239
10	4,267	5,168	5,230	5,232	5,235	5,235	5,238	5,236
25	2,79	4,487	5,193	5,196	5,198	5,200	5,203	5,208
50	1,560	2,574	5,027	5,071	5,051	5,055	5,058	5,087

е натоварен максимално. Това съответства на направените разглеждания и се дължи на понижаването на работния коефициент на запълване по първи канал, а оттам и възможната изходна мощност по втори канал. Така експериментално бе потвърдено, че вторият квазирезонансен канал по степен на максимална натовареност може да бъде само неколкостранно помаломощен от основния канал. Този факт съответства на съществуващото състояние на общоприложимата радиоелектронна апаратура-потребител, където аналоговата част винаги консумира по-малко от цифровата електроника.

В заключение може да се каже, че направените разглеждания представят създаването на ефективен импулсно-резонансен токозахранващ модул

Таблица 2

Влияние на натовареността на втория канал върху изходните характеристики на първи канал ($U_{\text{изх. 1}}$, V) при $U_{\text{вх}}=30$ V

$I_{\text{изх. 1}}$, mA	$I_{\text{изх. 2}}$, mA				
	0	10	25	50	късо съединение
25	5,147	5,137	5,136	5,136	5,134
50	5,121	5,120	5,116	5,117	5,115
100	5,095	5,091	5,088	5,087	5,088
500	5,079	5,077	5,076	5,076	5,076
1000	5,068	5,063	5,065	5,065	5,066

в обобщен вид. Могат да бъдат направени подобни разглеждания и за всякакъв тип импулсни преобразуватели като конкретна основа за първи канал на импулсно-резонансни преобразуватели. Интерес представлява изследването на този нов тип комбинирани преобразуватели в статичен и в динамичен режим съобразно конкретна приетата топология.

Литература

1. Генчев, А. Преобразувател на мощност. Авт. свидетелство № 6257/21. XII. 1988.
2. Fressman, A. Switching and Linear Power Supply. Hydn Book Co., 1977.
3. Switched Mode Power Supply. MBL, 1980.
4. Jovanovic, M. M., W. A. Tabisz, F. C. Lee. Zero-Voltage-Switching Technique in High-Frequency Off-Line Converters. — IEEE—PESC, 1988, 23-32.
5. Temkin, D., U. Carlsson, G. Dakermanji. Development of a Multiple Output Resonant Converter for Space Applications. — IEEE—PESC, 1988, 235-242.
6. Liu, K., R. Oruganti, F. C. Lee. Quasi-Resonant Converters — Topologies and Characteristics. — IEEE Trans. Power Electronics, 1987, 167-181.

An effective pulse-resonance power source with wide field of application

A. G. Genchev

(Summary)

The presence of two main groups of electric power users in the field of the contemporary radioelectronics is discussed. The problems of the analog digital electronics electric feed from modern power sources are examined. Subsequently the degree of the pulse modulator and the pulse voltage energy spectrum usage for the low classes of pulse and resonant power sources is discussed. For the purpose of the simultaneous use of the first harmonic energy and the constant pulse series constituent, a pulse-resonance power source is offered with two independent stabilized output voltages. The structure and function of the transformer representing an integrated magnetic component has been discussed, as well as the functions and the interdependence of the two transformer output channels. Practical realization of the developed transformer prototype is presented, as well as the results of the two channels interdependence measurements. The operation of the scheme and the prototype are illustrated by photos of the oscillograms of the operating currents and voltages. In conclusion, recommendations are given for the development of that type of complex transformers.