

**ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ DC - AC , клас D с IGBT  
И СИНУСИОДАЛЕН ИЗХОД  
1994 год**

доц. к. т .н. инж. Минчо Ванев Симеонов - ВМЕИ - Габрово

Степан Василев Молов - ВМЕИ - Габрово

Доброслав Данаилов Данков - ВМЕИ - Габрово

**ВЪВЕДЕНИЕ :**

Резервното захранване представлява сложна електроенергийна система, обезпечаваща електронните устройства с необходимата им за потребление електрическа енергия за определено време при прекъсване на захранването от конвенционалната захранваща мрежа.

Несъмнено е , че преобразувателят на постояннотокова енергия в променивотокова е основно звено. Заложеният принцип на преобразуване на постояннотоковата в променивотокова енергия ще класифира резервното захранване по следните най - основни показатели: стабилност на изходните параметри, коефициент на нелинейни изкривявания, КПД , надежност.

Най- добри резултати по горните показатели в областа на средните и високи мощности се получават с преобразуватели клас D . При последните изходното напрежение най- често  $U = 220 [V]$  с честота  $f = 50 [Hz]$  , получена чрез модулация на напрежение с правоъгълна форма и висока честота ( f нос ), широчината на импулсите на което е в съответствие с моментната стойност на изходното напрежение Ut за един период -  $T = 20 [ms]$  - фиг. 1 а/ .

Същевременно работата на линейните прибори в ключов режим позволява захранването на средномощни и мощнни консуматори при приемлив КПД.

И доколкото работата на преобразувателя DC - AC в системата за резервно захранване в режим клас D с ШИМ е трайна тенденция, големия обем публикации в тази област показва наличие на проблеми, най - често свързани с взаимно противоречиви условия. Без да се изявяват претенции за завършен анализ един от проблемите е избор на вида и оптимално използване на транзистори в тези схеми по следните причини:

**ПЪРВО:** Честотата на импулсната поредица за един период на колебания по ниска честота пряко влияе върху искания коефициент на нелинейни изкривявания - при високи честоти, в границите на един импулс ще има по - малко относително изменение на амплитудната стойност на сигнала по ниска честота - фиг 1 а/. Практически това означава да се използува в съвременните схеми на преобразуватели носеща честота от няколко порядъка по- голема от модулиращата. Тази постановка дава и значително предимство помасогабарити и активните загуби в изходния филър. Това условие обаче се ограничава от нарастващите

кумутационни загуби в приборите. В този аспект се предлагат схемни решения за намаляване на кумутационните загуби [4], но във всички случаи е необходимо едно дефиниране на възможната честотна граница за най - често използваниите транзистори - биполярни, MOS, IGBT, разбира се за съответната изходна мощност.

ВТОРО : Преобразувателите от този тип независимо от вида на схемата - мостова или полумостова са с или без изходен трансформатор .

Приложението на първия или втория вариант също е свързано с избора на вида на активните прибори, като избора по кумутационни загуби в тях трябва да се обвърза и с клас им по напрежение и ток.

Създаването на единна методика за избор вида на транзистора с оглед на оптималното му използване в преобразуватели DC - AC клас D , обвързано с вида на схемата, изходната мощност и кумутационните им възможности изисква голям по обем сравнителен и статистически анализ на еднакви по параметри схеми с различен по вид транзистори, подкрепени с доказателства получени от компютърен и практически експеримент.

ЦЕЛ НА ДОКЛАДА е сравнение на схеми на преобразуватели DC -AC, кл. D с използване на биполярни и IGBT по коефициент на нелинейни изкривявания и кумутационни загуби при повишаване на носещата честота и еднаква изходна мощност. Резултатите трябва да се разглеждат като част от създаване на единна методика за проектиране и анализ на преобразуватели, за оптимален избор на ключови прибори.

## ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Достоверността на поставената задача е защитата при две изисквания:

1) Конфигурацията на демодулиращата група е определена за минимален коефициент на нелинейни изкривявания и не е обект за сравнения и анализ в този доклад.

2) Изходната мощност да определя преобразувателите, обекти на доклада, като средномощни и мощнни съгласно СТ на СИВ 501 - 77.

При анализа на изведенния коефициент на изкривявания  $K_{\Sigma}$  [ 5 ]:

$$K_{\Sigma} = \left( 2/\pi \cdot m \right) \sqrt{ \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (1/k)^2 \{ J_n(\pi \cdot k \cdot \alpha) - (-1)^{k+n} J_n[\pi \cdot k \cdot m(1-\alpha)] \}^2 } \quad (1)$$

се счита ,че за благоприятен случай следва да се вземе  $\alpha = 0.5$  и при четни хармоники ( $k + n$ ) равни на нула , където  $\alpha = t_{CP}/T$  , отношение на времето на спад на импулса към периода на колебания на носещата честота,  $J_k(prkm\alpha)$  - функция на бесел от първи род с дискретно изменящи се аргументи :  $k = 1, 2, 3, \dots; n = 1, 2, 3, \dots$  - числа определящи номера на хармониците на носещата и модулиращата честота :  $m$ -коффициент на модулация

$m$  Умод/Умнос - максимална стойност - 1

По зададена допустима стойност на нелинейните изкривявания е възможно намирането на една носеща честота, по методика дадена в [ 5 ], получена чрез

компютърна обработка на (1) - фиг.2 . Вижда се , че при  $q < 0.1$  ( $q = f_{\text{mod}} / f_{\text{нос}}$ ) коефициента  $K_q$  намаля под 30% (-52db) . При тези стойности на  $q$  е известно , че ключовите прибори трябва да притежават значително по-висока транзитна честота (около 100 пъти ) . Това условие ограничава  $q$  в границите  $q = 0.14-0.2$  - [5], респективно  $f_{\text{нос}}$  при използването на биполярни транзистори , при спазване на изискване 2.

Несъмнено горната възможна граница на носещата честота за ключовите прибори е свързана с собствените им загуби и работната температура на кристала . Известни са методиките за изчисляването на тези загуби [6] , а именно :

За IGBT :

$$P_{\Sigma} = U_{ce} I_{c_s} (1 - \gamma) + U_{ce} I_c (tr + tf) f/6 = U_{ce_{SAT}} I_c \gamma$$

За биполярни транзистори :

$$P_{\Sigma} = U_{be} I_c / h_{210} + U_{ce} I_c (tr + tf) f/6 + U_{ce_{SAT}} I_c \gamma$$

В това отношение сериозно предимство могат да ни дадат съвременните хибридни структури - IGBT , като не на последно място е необходимостта от по-малка мощност , необходима за управлението им .

Що се отнася до избора между IGBT и MOSPOWERFET , за разглежданите преобразуватели оценката ще е по други критерии , неразглеждани в тази публикация .

#### ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ДАННИ :

Принципната схема на реализирания преобразувател DC - AC е дадена на фиг. 3. Транзисторите VT2 и VT4 работят съвместно в първи полупериод на модулиращия сигнал (10ms), а в другия - VT1 и VT3. За намаляване на загубите в транзистори VT2 и VT3 те са отпушени в продължение на работния им полупериод. Обратните диоди VD1 и VD2 се включват в паузите на VT1 и VT3 , чрез което се получава непрекъсната функция на тока. Демодулаторната група L1, L2 , C1, C2 е зададена по известна методика за изчисляване [5], като се прави допускането , че сумарния коефициент на нелинейни изкривявания ще се изследва само във връзка съотношението между модулиращата и носещата честота -  $q$ .

Данни за използваните транзистори са дадени в табл. 1.

Изследванията на коефициента на нелинейни изкривявания в изходното напрежение са направени с програмния продукт PSPICE за три мощности - 500 [VA], 2,5 [kVA] и 5 [kVA], подкрепени с практически експерименти.

При ключови прибори - биполярни транзистори са зададени носещи честоти съответно 1000 , 8000 и 15000 [ Hz] . Формата на изходното напрежение и коефициента на изкривяване са дадени на фиг.4 и фиг.5

При работа с IGBT при същите мощности и при носеща честота 25 [kHz] , изходното напрежение е дадено на фиг.6. По формули (2) и (3), са пресметнати загубите в транзисторите при варианта с биполярни и IGBT по зададените режими. Данните са обобщени в таблица 2.

Рзаг W	Ризх	500VA			2500VA			5000VA		
		1kHz	8kHz	5kHz	1 kHz	8kHz	5kHz	1kHz	8kHz	15kHz
		биполярен								
	CC25R1000K	4	12	19	21	57	94	44	119	194
	IGBT	1kHz	8kHz	25kHz	1kHz	8kHz	25kHz	1kHz	8kHz	25kHz
	FF25R10K	3.84	4.6	5.88	16.5	21.5	31.8	35.45	44.25	65.64

Таблица 2

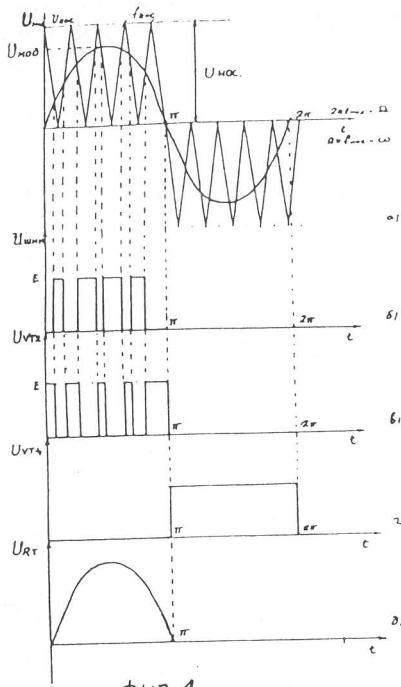
Изводи :

Въз основа на получените резултати ( фиг. 4 , 5 и 6 ), от компютърния и практическия експеримент по отношение на сумарния коефициент на нелинейни изкривявания, както и на общите загуби в комутиращите елементи - табл.2, се доказва целесъобразността от приложение на IGBT при средномощни и мощни преобразуватели DC - AC клас D за резервно захранване.

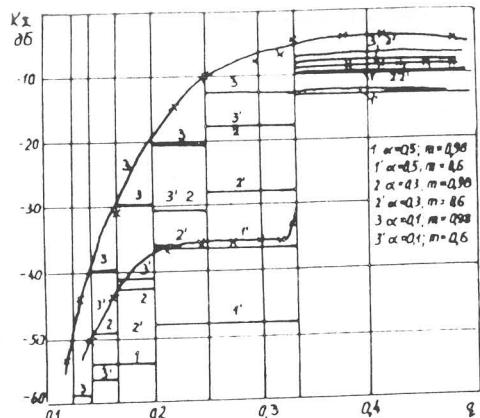
Получените изводи в доклада са в резултат на работата на колектив , финансиран от сключен договор по Национален фонд " Научни изследвания " ТН - 457 / 94.

Литература:

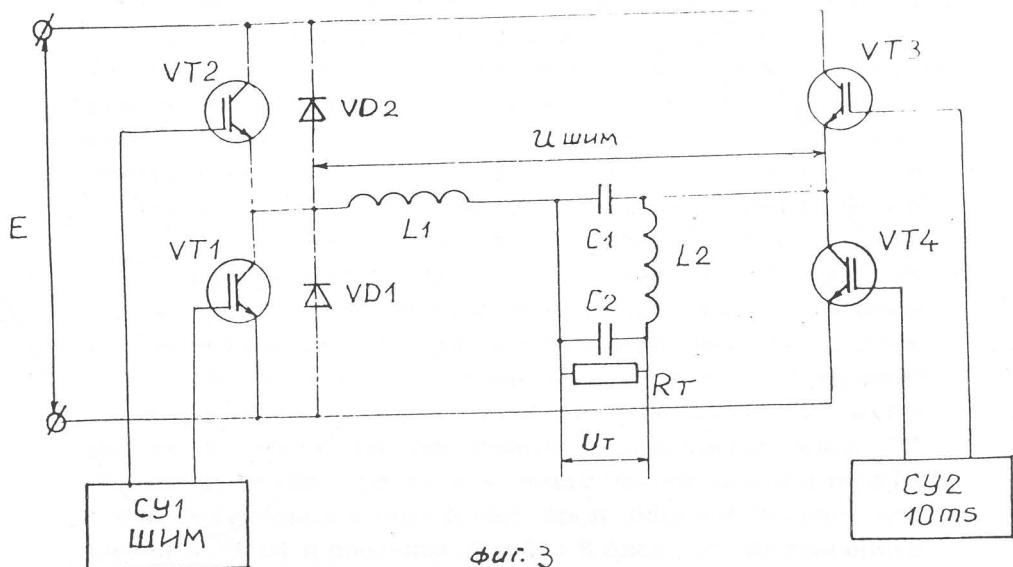
1. Драбович Ю. И. Инвертор синусоидальной формой выходного напряжения А. С. SU84765
2. Мойн В.С. Однофазный инвертор АС 1246304 А1
3. Артъм А.Д. Двухтактный инвертор напряжения кл. D АС 369676
4. Kazimierezuk M.K., Szaraniez W. Class D zero-voltage-switching inverter with only one shunt capacitor IEEE Proceedings-B, vol. 189 ., N5, september 1992.
5. Артъм А. Д. Усилители кл. D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М. „ Связь ” 1980 .
6. EUPEC AEG and Siemens IGBT-powerblocks Catalogue 1991
7. EUPEC AEG Power transistor modules



Фиг. 1



Фиг. 2



Фиг. 3

