

## СИЛОВИ ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ЕЛЕМЕНТИ В СХЕМИТЕ ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ НА ФЛУИДИ

гл.ас. Даниела Марева; Емил Марев - Бургаски Свободен Университет

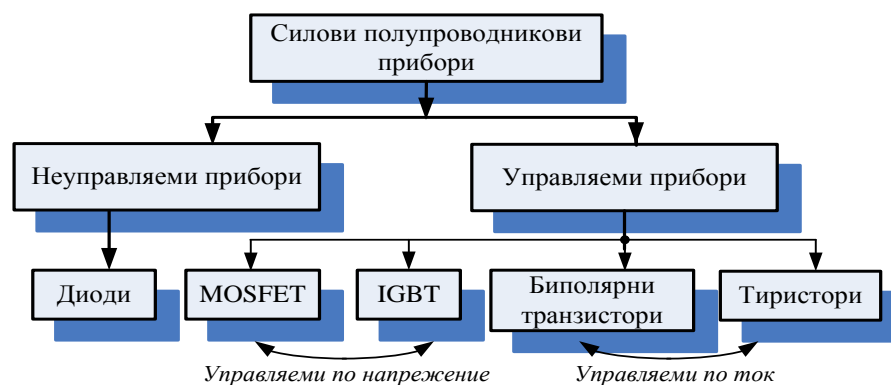
### DEVELOPMENT OF POWER SEMICONDUCTORS IN THE PATTERN OF INDUCTION HEATING OF FLUIDS

Daniela Mareva , Emil Marev

**Abstract:** Induction heating is very effective way of heat treatment with effects alternating current on metal with a with high frequency is widely distributed in different turns of the industry. As a source of energy in induction heating systems for various processes using frequency converters with DC link DC-based one-phase rectifier and inverter. Using powerful semiconductor switches in the frequency inverters used in inverters suggest appropriate choice of power semiconductor devices in the technology of the principal scheme.

**Keywords:** power semiconductor devices, resonant inverter, heating fluids.

Схемите на инвертори на напрежение, като правило са изградени изцяло върху СПЕ [силови полупроводникови елементи]. На фиг.1 са показани най-често срещаните СПЕ в системите за индукционно нагриване.



Фиг.1. Блокова диаграма на групирането на СПЕ

Приборите, които се използват в силовата електроника се делят на две големи групи – управляеми и неуправляеми. Управляемите прибори от своя страна се разделят също на две групи – управлявани с ток или управлявани с напрежение.

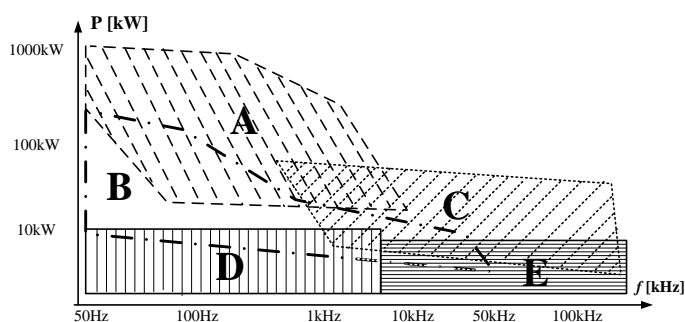
**Целта** на настоящата статия е да се направи обзор и сравнение на съвременните СПЕ с цел техния оптимален избор за определен клас и мощност на системи за индукционно нагряване.

В разглежданото приложение параметрите на преобразувателя в системи за индукционно нагряване на флуиди са:

- Изходна мощност  $P=3\div 10\text{kW}$  ;
- Работната честота е  $f_o = 30\div 100\text{kHz}$  .
- Захранващо напрежение на мрежата - 230V при еднофазни мрежи.

За избора на СПЕ важен показател е работна честота.

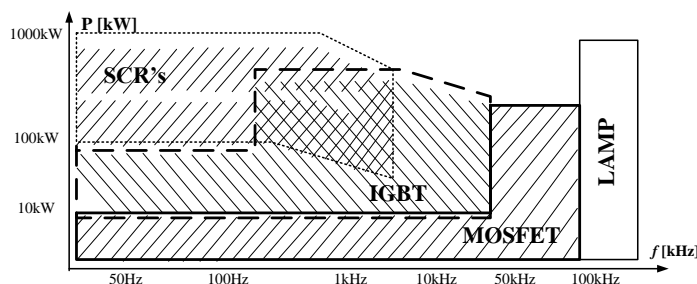
На фиг.2 са дадени препоръчителните работни честоти във функция от изходната мощност на преобразувателя [2].



Фиг.2. Диаграма на зависимостта мощност/честота за различни приложения на индукционното нагряване

Области на приложение при индукционно нагряване: А- метални масивни цилиндри, плочи, валове и прътове за леене или ролвано формоване; В – метал за екстудияция; С – малки цилиндри, тънки пръчки и стержени, стоманена ламарина и кабели; D – метални дебелостенни тръби; Е - метални тънкостенни тръби.

На фиг.3 е показано общоприетото разграничение на областите на приложение на видовете мощни полупроводникови ключове в зависимост от достижимите в практиката техни основни технически характеристики[2].



Фиг.3. Приложение на полупроводникови прибори според мощността и работната честота

От фигури 2,3 се вижда, че за разглеждания клас преобразуватели препоръчителни са MOSFFET и IGBT транзистори.

При индукционно нагряване на флуиди изборът на работната честота зависи от дълбочината на проникване на електромагнитното поле в метална тръба или метални

пластинки , които директно предават топлината на флуида. В системи за индукционно нагряване на флуиди дълбочината на проникване  $\delta$  се определя по ф-ла:

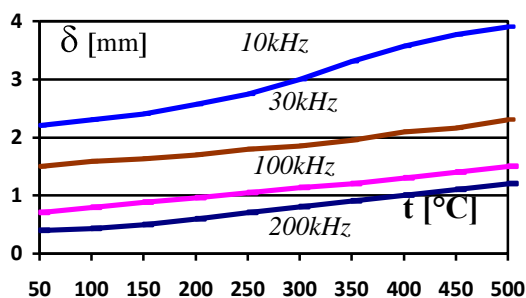
$$(1) \quad \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad [mm] \quad \text{където: } \rho - \text{ специфична проводимост } [\Omega \cdot m];$$

$\mu - \text{ магнитна проводимост } [H/m] \quad (\mu = \mu_0 \cdot \mu_r);$

$f - \text{ честота } [Hz];$

и се получава в границите 0,3÷0,8мм от едната страна на нагряваната повърхност .

На фиг.4 са дадени диаграмите на дълбочината на проникване/температура за различни честоти [3].



Фиг.4. Дълбочина на проникване  $\delta$  [mm] в стоманената тръба за различни честоти

Оттам се вижда, че температури на загряване около 60°C и дълбочина от порядъка на 0,3 мм-удачните работни честоти са от 10÷100kHz.

При направените честотна и температурна области на приложение е удачно използването на MOSFET и IGBT транзистори.

Характерни са няколко режима на работа на полупроводниковите ключове, определящи загубите върху мощните ключове:

- Твърда комутация (Hard switching) – характеризира се с пълен пад на напрежението върху проводящия ключ през време на комутация, което довежда до значителни импулсни загуби на енергия. Индуктивността при комутация в даден момент е минимална и във включеният прибор определя максималното нарастване по ток.

- Мека комутация (Soft switching) – ZCS (Zero Current Switching) и ZVS (Zero Voltage Switching), комутация при нулев ток или нулево напрежение. При тези случаи загубите на мощност по време на комутация практически могат да се избегнат. Увеличаването на тока се определя само от индуктивността на веригата, но времената за комутация се увеличават. Загубите на мощност могат да бъдат намалени чрез задържане на нарастването на напрежението върху ключа.

- Резонансна комутация (ZCRS, ZVRS) – налице е резонансна комутация, когато ключа се включва в момент когато токът почти е спаднал до нула. Загубите от превключване са по-малки в сравнение с меката комутация.

#### **Специфични особености на СПЕ:**

*Биполярни транзистори:* голям ток; малък пад на напрежение в права посока.

Недостатък: ниското бързодействие; слабата устойчивост към претоварвания;

нисък диапазон на напрежение до 400V; висока себестойност на системата за управление (СУ).

*MOSFET транзистори:* ниски статични и динамични загуби; висока устойчивост към претоварване; високи комутационни скорости.

Това ги прави предпочитани за нисковолтови приложения и използването им за вграждане в интелигентни силови модули.

Недостатък: съпротивлението на канала в отпушено състояние ще разшири още делът им на използване и за бъдеще.

*IGBT транзистори:* за преобразуватели с мощности до няколко мегавата, повишаване на плътността на тока със стойности близки до тези на тиристорите, повишаване на работните напрежения, снижаване пада на напрежение в права посока,

повишаване на работните честоти, снижаване загубите в структурата на обратния диод, повишаване устойчивостта към претоварвания и аварийни режими.

От цитираните специфични параметри на СПЕ могат да се направят следните заключения:

- при захранващи напрежения до 350V и честоти на превключване повече от 100kHz доминираща роля играят MOSFET.

- при захранващи напрежения от 350 до 1200V и честоти на превключване повече от 30kHz се предпочитат IGBT,

- в диапазон от 250 до 800V и честоти от 30 до 150kHz, се оказват спорни от гледна точка на ефективността кой прибор да се предпочете. Това е свързано с това, че при IGBT значителна роля започват да играят динамичните загуби, а при MOSFET-статичните, заради голямото съпротивление в отпушено състояние.

Още един важен фактор, влияещ на избора на ключовите прибори е свързан със специфичната работа на разглежданите преобразуватели с индуктивен товар/както е при индукционното нагряване, където товара е мощен индуктор/ и се заключава в необходимостта да се използват антипаралелни/обратни/ диоди, чийто характеристики на обратно възстановяване имат значителен дял от общите динамични загуби.

За комутационни токове до 50A се използват MOSFET транзисторите. Със своите минимални статични и динамични загуби, много малка мощност на управление, малки времена на комутация им позволяват да работят до честоти 1MHz и напрежения до 400V.

Силовите биполярни транзистори са за ниски напрежения, а за напрежения над 500V се използват IGBT транзистори. Техните възможности за комутация на токове могат да достигнат до 2kA и напрежения до 5kV, с времена Rise time  $t_r$ , Turn-off delay time  $t_{d(off)}$ , Fall time  $t_f$  от порядъка от 50÷500ns. Определя приложение за мощност до 1MW.

Мощните полупроводникови прибори ( диоди, тиристори, транзистори с изолиран гейт) са ключовите елементи на схемите на инвертора за честотни преобразуватели в системи за индукционно нагряване. Научните изследвания и практически опит в експлоатацията на такива системи показва, че надеждността на честотни преобразуватели се определя главно от надеждността на силовите полупроводникови устройства, в зависимост от техните параметри и характеристики, както от охлаждането им, ефективността на схемата за тяхния контрол [4].

Когато се прави анализ на ефективността на използването на даден вид ключов прибор в преобразувателите за индукционно нагряване със захранващо напрежение от 300÷600V и мощност до 10kW с честота на преобразуване повече от 50kHz. Изборът в общия случай се определя от целта, поставена за изпълнение на конкретните електрически характеристики на системата за индукционно нагряване. Първото, което трябва да се съобрази е минимизирането на сумарните загуби при зададените параметри на захранването и мощността в товара на преобразувателя.

За оценки на големината на загубите в преобразувателя работещ в твърд режим (при индуктивен товар или резонансен преобразувател) трябва да имаме в предвид времето за отпушване на транзистора, а тока протичащ през него да остава

приблизително постоянен, като скоростта за нарастване на напрежението при изключване се определя от големината на коефициента на запълване  $D=0,5$ .

Мощността при статичните загуби се определя от изразите:

За MOSFET

$$P_{SW_M} = \frac{1}{2} \cdot I_{SW}^2 R_{ON}$$

За MOSFET с допълнителни Шотки диоди (фиг.6.);

$$P_{SW_{MD}} = \frac{1}{2} \cdot I_{SW}^2 R_{ON} + \frac{1}{2} U_d I_{SW}$$

За IGBT

$$P_{ST_1} = \frac{1}{2} \cdot U_{SAT} \cdot I_{SW}$$

където:  $I_{SW}$  - ток, протичащ през транзистора;  $U_{SAT}$  - пад на прежение в права посока на IGBT;  $R_{ON}$  - съпротивление на MOSFET в отпушено състояние;  $U_d$  - пад в права посока на блокиращия диод.

Мощността на динамичните загуби, които се получават от три съставлящи: твърдо превключване при ток ( $I_{sw}$ ), разряд на изходния кондензатор на транзистора ( $C_{22}$ ), зареждане до нивото на захранващото напрежение ( $V_o$ ), обратно възстановяване на антипаралелния диод със заряд ( $Q_{rr}$ ) и се определя от изразите:

За MOSFET

$$P_{SW_M} = \frac{1}{2} \cdot I_{SW} \cdot V_o f_s (t_f + t_r) + \frac{1}{2} V_o^2 C_{22} f_s + Q_{rr} \cdot V_o f_s$$

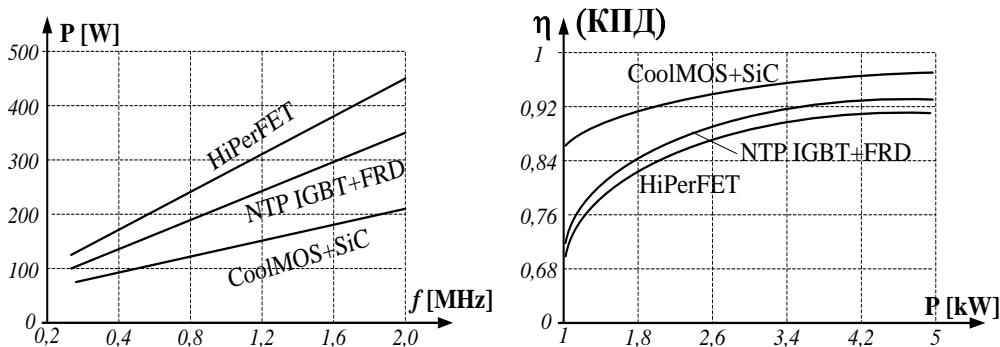
За IGBT

$$P_{SW_1} = \frac{1}{2} \cdot E_{tot} \cdot f_s + \frac{1}{2} V_o^2 C_{22} f_s + Q_{rr} \cdot V_o f_s$$

където:  $t_r, t_s$  - време за нарастване и спад на тока през транзистора;  $f_s$  - честота на преобразуване;  $E_{tot}$  - сумарна енергия за превключване на IGBT

Пълните загуби са :  $P_{tot} = P_{st} + P_{sw}$

На фиг.5, 6 са показани загубите и КПД на мостов инвертор (МИ) за индукционно нагряване (ИН) от честотата на превключване и мощността при различни типове транзистори HiPerFET, NTP IGBT + FRD, CoolMOS + SiC



Фиг.5 Диаграми на загубната мощност на транзистора в МИ за ИН при различни честоти. Диаграми на КПД на МИ за ИН при различни мощности

В случая КПД се определя основно от динамичните загуби. Използването на HiPerFET и високоскоростните NTP IGBT прибори с вградени FRD на честоти по-

високи от 50kHz дават почти еднакви резултати. По-лоши резултати се получават при високите честоти при CoolMOS транзисторите.

Можем да направим следните изводи:

- при паразитните диоди на стандартните MOSFET и CoolMOS транзистори не могат да бъдат използвани като рекуперационни при работа в твърд режим – при превключване на индуктивни товари (каквото е индуктора при индукционното нагриване);

- като разглеждаме режимите на работа – честотата на превключване на съвременните 1200 волтови NTP IGBT не превишава 30kHz, независимо че се наричат ULTRAFAST прибори. В същото време добри резултати показват HiPerFET и комбинираният CoolMOS .

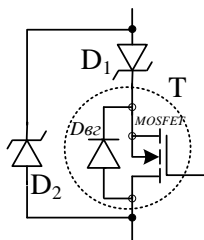
- комбинацията CoolMOS с диоди Шотки SiC се явяват идеална алтернатива на IGBT за по-високи честоти на превключване. Също така особено перспективни са готовите полумостови и мостови модули, в които са решени проблемите, получени при ниските топлинни съпротивления, електрическата изолация и оптимизацията на конструкцията с цел намаляване на паразитните реактивности.

*MOSFET транзистори* –характерни за индукционното нагриване.

През миналите години високоволтовите полеви транзистори с вертикална структура са били преобладаващи в схемотехниката на преобразувателите. Високата скорост на превключване , отсъствие на насищане , просто управление, устойчивост при претоварване по ток и  $dV/dt$  позволяват да се проектират инвертори с честотно преобразуване до няколкокестотин kHz и мощности по-големи от 1000W/dm<sup>2</sup>. В същото време по статичните загуби MOSFET значително изостават от биполярните транзистори и тиристорите и това ограничава тяхното приложение. Трябва да се намали големината на съпротивлението в отворено състояние и да се увеличи максималното напрежение  $U_{DS}$ . По нов тип транзистори е CoolMOS с напрежение  $U_{DS}$  в запушено състояние 600 и 800V, където съпротивлението в отворено състояние е 5 пъти по-ниско от MOSFET с вертикална структура. Свръхниските статични загуби обезпечават по-висока скорост на превключване и като следствие по-ниски загуби на превключване.

Общ недостатък на полевите транзистори с вертикална структура е наличието на паразитен антипаралелен диод с неудовлетворителни характеристики на обратното възстановяване. Това много усложнява тяхното прилагане в преобразувателите с рекуперация на реактивната енергия /твърдо превключване, индуктивен товар и резонансни инвертори приложими в системите за индукционно нагриване.Трябва да се подобрят характеристиките на вградения диод- което е постигнато в семейството транзистори HiPerFET.

Втория начин за решаване на този проблем е в блокирането на паразитния диод с последователно свързан на транзистора шотки диод и включване на антипаралелен диод Ultrafast или SiC.



Фиг.6. Комбинирана схема на MOSFET и два Шотки диода

Наличието на последователен диод рязко увеличава статичните загуби в сравнение с единичния MOSFET.

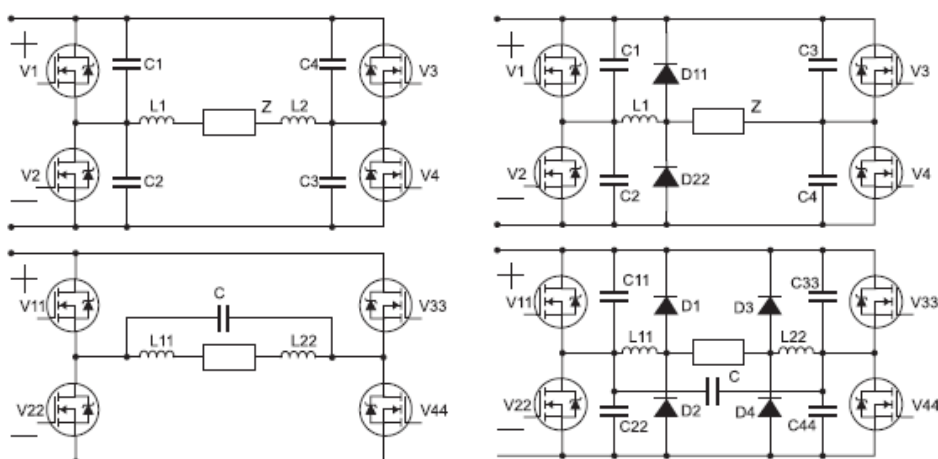
Използват се мощни MOS транзистори във високочестотните автономни инвертори на напрежение с квазирезонансна комутация. В полупроводникови преобразуватели на електрическа енергия, работещи при високи честоти, за определяне на баланса на загубите се определят от комутационните загуби в силовите полупроводникови вентили. Резонансната и квазирезонансната камутация (КРК) на вентилите помага за намаляване на загубите и разширяване на работния честотен обхват на устройствата в силовата електроника, повишава надеждността и подобрява електромагнитната съвместимост на преобразувателите със захранващата мрежа и натоварването и. Работата на силовите MOS транзистори в инверторите на напрежение с КРК и нулево напрежение на превключване (ZVS) има особености, които изискват специални методи за управление.

MOS транзистори в момента са най-бързодействащите типове силови полупроводникови прибори и затова са широко използвани в силовите преобразуватели на електрическа енергия при високи честоти, макар и значително да отсъпват в сравнение с други видове вентили по граничните параметри на комутирания ток и напрежения, тоест бързодействието фактически се явява пределно и това не е добре.

Паразитните елементи в структурата на MOS транзистора / вътрешен паразитен диод, паразитен биполярен транзистор/оказват също такова силно влияние.

За да се намалят комутационните загуби в мощните вентили, скоростта на изменение на токовете и напреженията, както и електрическите загуби в пасивните елементи в преобразувателите (съгласуващи трансформатори, индуктивности, силови кондензатори, демпферни вериги) при високи честоти се използват схемни решения, които осигуряват включване вентилите при нулев ток (ZCS) и (или) нулево напрежение на превключване (ZVS).

На фиг. 7 се показва електрическите схеми на автономния мостов инвертор на напрежение с КРК от първи и втори видове [1, 2], които работят в режими (ZCS) и (ZVS). Схемата от втория вид има по-опростена топология и по-голяма надеждност постижими с вътрешномостово фазово регулиране и при промени в натоварването Z.



Фиг.7. Схема на еднофазен автономен мостов инвертор на напрежение с КРК -1, 2 и 3, 4вид

На фиг.7 е показан инвертор на напрежение с КПК трети и четвърти видове. Тези модификации на схемите осигуряват разширяването на регулирането на изходните електрически параметри и промени в товарването  $Z$ , както и намаляването (с допълнителни диоди  $D_1-D_4$ ,  $D_{11}$ ,  $D_{22}$ ) на пренапрежението в изходните изводи или в частност, намотките свързани към тях, съгласуващите трансформатори, в качеството на развързващи елементи в реалните устройства. Кондензаторите  $C_1-C_4$ ,  $C$ ,  $C_{11}-C_{44}$  в тези схеми са предвидени за формиране на колебателния закон на изменението на напрежението във вентилите  $V_1-V_4$  (или  $V_{11}-V_{44}$ ) в интервала на пауза  $\tau$ . Пауза  $\tau$  е интервалът на превключване. Насрещно свързаните диоди  $VD_1-VD_4$  са елементи, подобряващи работоспособността на инверторите на напрежение в режима КПК, включително и при активно-индуктивен товар  $Z$ . Използване на вътрешно интегрирани диоди ( $VD_1-VD_4$ ) в структурата на MOS транзистора повишава надеждността на устройствата при по-високи честоти. В инверторите на напрежение с КПК управляемите вентили  $VT_1-VT_4$ , се включват в режим на (ZCS) и (ZVS), и се изключват в (ZVS); обратно включените паралелна диоди  $VD_1-VD_4$  се включват в режим на (ZVS) и се изключват в (ZCS) и (ZVS) и може да се очаква висока надеждност на инверторите от този тип. Времето за възстановяване при MOS транзистори, предназначени за използване в инвертора на напрежение с КПК и (ZVS) трябва да бъдат с подобрени динамични характеристики (например, серия L на фирмата International Rectifier).

Трябва да се има предвид при инверторите по напрежение с КПК в режим на твърда комутация, че силовите вентили могат да не издържат на /неограничения разряд на формиращите кондензатори, шунтиращи управляемите вентили, чрез тези вентили при сриване на товара и вътрешномостовото фазово регулиране.

Изключването на прехода на инвертора по напрежение с КПК в режим на неограничен разряд (или заряд) на формиращите кондензатори ( $C_1-C_4$ ,  $C$ ,  $C_{11}-C_{44}$ ) чрез управляемите вентили ( $VT_1-VT_4$ ) е необходимо във всички режими на работа, в това число и при вътрешномостовото регулиране, да се изпълнява условието:

$$I^2 L \geq 2 \int_0^t i^2 \cdot R dt \quad (1)$$

където:  $L$  – е сумарната индуктивност на изходната верига на инвертора,  $I$  - максималния ток на управление на вентила,  $R$  - еквивалентно активно съпротивление в изходната верига на инвертора,  $i$  – моментната стойност на тока през товара,  $\tau$  – продължителност на интервал пауза.

Когато включите MOS транзистора в по-ранен момент, след който вътрешния диод ще провежда и когато напрежението  $U_{DS}$  ще стигне до нула [5, 6, 8, 9], основното предимство от използването на КПК се губи. За да се гарантира необходимата ефективност на този контрол метод на управление се изисква включването на управляеми вентили на относително високи нива на напреженията върху тях. В [5] се препоръчва да ограничат напрежението във вентила, когато се включват не повече от  $0,2 U_-$ :

$$\underline{U} = E \quad (2)$$

където:  $U_-$  - максимално напрежение на вентила,  $E$  — напрежение захранващо инвертора. В [6] се допуска да се ограничи това ниво на  $0,5U_-$ , само в пусковите режими на инвертора на напрежение с КПК и ZVS — за относително маломощни системи.

При увеличаване на капацитета на формиращите кондензатори обезпечавачи безаварийно функциониране на инвертора с КПК и ZVS в режими « квази превключване ». Увеличаване на капацитета на формиращите кондензатори води към увеличение на продължителността на интервала-пауза  $\tau$  (интервал комутация) и се снижава коефициента на използване на напрежението ( $E$ ) от източника на захранване на инвертора. Изходното напрежение на инвертора се намалява.

Ефективната стойност на изходното напрежение  $U_Z$  за инвертора на напрежение с КПК и ZVS, като функция на  $\tau$  е:



$$\frac{E}{\sqrt{2}} < U_z(\tau) < E \quad (3)$$

При изпълнение на условието  $\tau \rightarrow 0$  имаме

$$U_z(\tau) \rightarrow E \quad (4)$$

Продължителността на пауза-интервал  $\tau$ , в общия случай удовлетворява неравенството:

$$0 < \tau < 0,5T \quad (5)$$

където:  $T$  - период на изходната честота на инвертора. Израза (5) съответства на условието на физическа реализуемост. За инвертори на напрежение с КРК имаме:

$$\tau \ll T \quad (6)$$

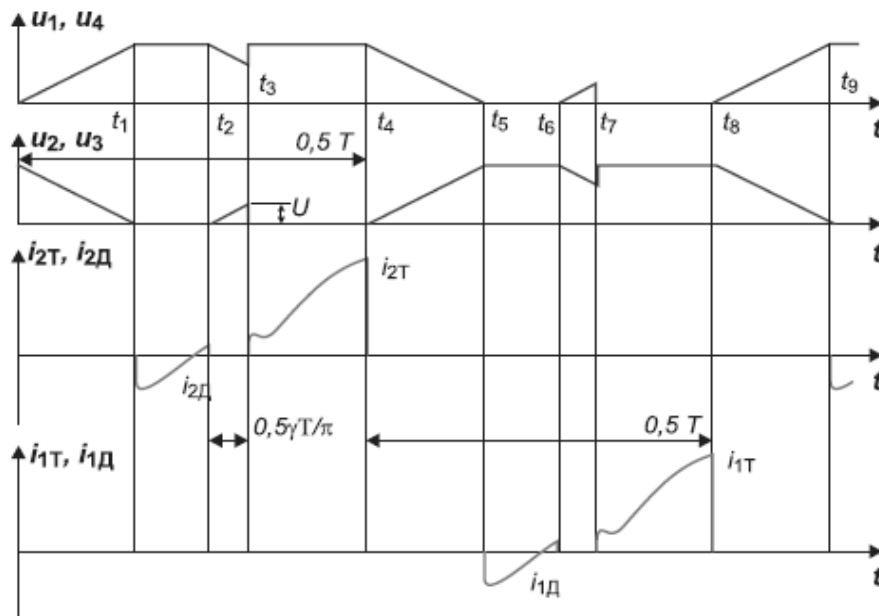
След интервал от проводимост, MOS транзисторът може да бъде надеждно и безопасно изключен и загуба на контрол в устройство няма да се случи. Важно предимство на новия начин за контрол на напрежението на инвертор с КРК и ZVS е:

$$\gamma \rightarrow 0; \quad U \rightarrow 0, \quad (7)$$

където:  $\gamma$  - ъгълът на закъснение на включване на транзистора по отношение на времето изключване на вътрешния диод.

Процесът на комутация на вентилите е напълно контролируем и управляем, така че могат да се намалят времето и динамични изисквания към характеристиките на използваните MOS транзистори.

На фиг.8 са показани опростени времедиаграми на токовете и напреженията върху елементите на схемата на инвертор на напрежение с КРК и ZVS приведени към стойността на ъгъла на закъснение  $\gamma$ .



Фиг.8. Времедиаграми на еднофазен автономен мостов инвертор на напрежение с КРК и управление

За инвертор на напрежение КРК и ZVS по всяко време следват равенствата:

$$u_1(t) + u_2(t) = E;$$

$$u_3(t) + u_4(t) = E;$$

$$\begin{aligned} E - u_1(t) - u_4(t) &= u_z(t); \\ E - u_2(t) - u_3(t) &= -u_z(t); \end{aligned} \quad (8)$$

където  $u_z(t)$  - моментна стойност на напрежението на изводите на инвертора. Системата (8) определя законите на кривите за моментна стойност на напрежението ( $u_1$ - $u_4$ ) на вентилите ( $V_1$ - $V_4$  или  $V_{11}$ - $V_{44}$ ) и изводите ( $u_z$ ). От (8) за  $u_z$  на инвертор на напрежение с КРК и ZVS следва очевидния израз:

$$u_z(t) = \frac{\{u_2(t) + u_{3z}(t) - u_1(t) - u_4(t)\}}{2}$$

Ъгълът на забавяне  $\gamma$  е:

$$\gamma = 2 \cdot \frac{\pi(t_3 - t_2)}{T} = 2 \cdot \frac{\pi(t_7 - t_6)}{T} \quad (10)$$

Управлението на инвертор на напрежение с КРК и ZVS по разглеждания метод се прилага чрез контролиране на тока в диагонала на товара аналогично на [10]. По време на възстановяване на вътрешния диод съответства момент на промяна в посоката на тока в товарния диагонал на инвертора. Реализира се с включването на серия от MOS транзистори непосредствено след смяна на "знак" на токът в товара, може да се гарантира възстановяване на вътрешните свойства на диодите в необходимите моменти. Използвайки нов метод за контрол позволява значително да се увеличава надеждността на MOS транзистори във веригите на високо напрежение на инверторите с КРК и ZVS, без усложнение на силовата част и системата за контрол на принципната схема на преобразователните устройства.

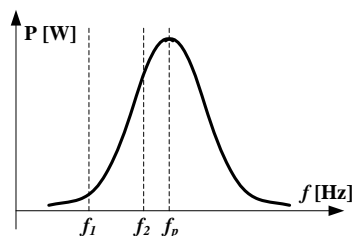
**Съображения при избора на полупроводникови силови елементи /ключове/ и приложението им**

*Изисквания към СПЕ:*

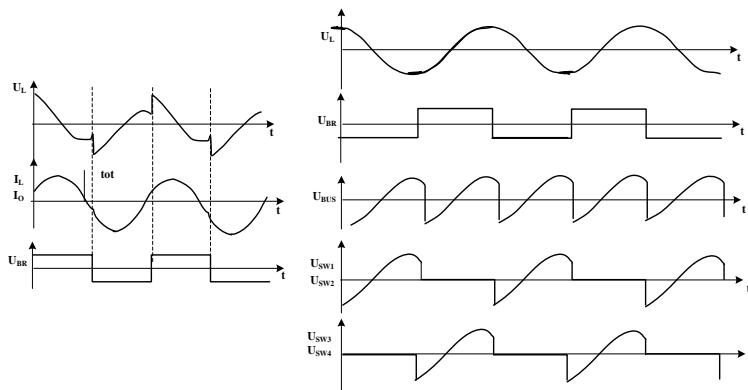
- Напрежение на  $U_{CES}$ ,  $U_{DS}$  на транзистора трябва да бъде в границите 400÷600V;
- Ток  $I_C$ ,  $I_{DS}$  през транзистора 5÷20A;
- Съпротивление в отпушено състояние  $R_{DS}$  при MOS транзистора- до5÷10mΩ
- Загубна мощност разсейвана от транзистора  $P_D = 200÷400W$ ;
- Скорост на превключване на транзистора Rise time  $t_r$ , Turn-off delay time  $t_{d(off)}$ , Fall time  $t_f$  от порядъка от 200÷500ns.;

- необходимост от допълнителни елементи при работата на транзистора /диоли/;

Обикновено в обсъждания обхват по мощност и честота се използва резонансен инвертор. Мостовия резонансен инвертор на напрежение, захранващ индуктора може да работи на резонансна, подрезонансна или надрезонансна честота. Характерни особености на резонансните инвертори са понижените стойности на динамическите натоварвания (Фиг. 10.)



Фиг. 9. Форма на напрежението/тока/



Фиг. 10. Инвертор на напрежение на подрезонансна честота и нвертор на ток на подрезонансна честота

Важни параметри при избора на мощния ключ са  $di/dt$ ,  $dU/dt$

При избора на материал за нагряване се взима в предвид най-голямо съпротивление на метала. Материала за тръбата или сърцевината се препоръчва да бъде желязо или стомана.

*Изводи и предложения:*

1. От направеното по-горе изложение се вижда, че най-подходящи за приложение СПЕ в схема на еднофазен автономен резонансен мостов инвертор на напрежение за индукционно нагряване на флуиди са *MOSFET* и *IGBT*. При по-ниски работни честоти и по-високи мощности подходящи са предимно *IGBT*.

2. При повишени изисквания за надеждна работа по удачни са *IGBT*.

### Литература:

1. Эраносян С., Ланцов В. Электронные компоненты для мощных импульсных источников питания // Силовая электроника. 2006. № 2.
2. Ланцов В., Эраносян С. Успехи, трудности и проблемы на пути развития силовой электроники в России // Силовая электроника. 2007. № 4. 2008 № 1.
3. Машурян Э. Современная ситуация в силовой электронике // Электронные компоненты. 2005. № 6.
4. Шурьгина М. Дискретные силовые приборы. Расширение применения и специализация // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2007. № 3.
5. Ланцов В., Эраносян С. Надежность силовых устройств: реалии, проблемы и пути решения. Часть 3 // Силовая электроника. 2009. № 1.