

Високочестотен източник за захранване на луминисцентни лампи

доц. д-р инж. Димитър Димов Юдов , ТУ - Варна
доц. д-р инж. Павлик Рахнев Рахнев , БСУ - Бургас
инж. Желязко Стоянов Бъчваров , ТУ - Варна
инж. Добрин Александър Иванов , БСУ - Бургас

High frequency source for electronic ballast's
for high-intensity discharge lamps

Udov D. Dimov - TU Varna
Rahnev R. Pavlek - FU Burgas
Bachvarov Zeliazko S. - TU Varna
Ivanov Dobrin A. - FU Burgas

The using of high-frequency power sources for discharge lamps gives the reducing of the power losses and the improving of the light flux control. The transistor converters and regulators are widely used for the appliances, consisting one or more lamps.

The purpose of this work is realization and investigation of transistor inverter voltage source with resonance ignition of the lamps. The scheme of the autonomous voltage source inverter for driving of 16 lamps is presented. The simulation and experimental results are given.

Известни са в енергийно отношение предимствата на захранването на луминисцентните лампи (ЛЛ) с висока промишлена честота (1-100kHz) . Особено предпочитано е високочестотното захранване в случаите , когато се изиска бързо и надеждно запалване и управление осветеността на група ЛЛ . В честотния обхват (1-10kHz) и за мощности по-големи от няколко kW се използват тиристорни преобразуватели . Известни са много фирмени индивидуални преобразуватели за една или две лампи , преобразуватели за група лампи се реализират за конкретни случаи . В настоящата разработка е разгледано реализирането на транзисторен симетричен преобразувател за група ЛЛ с блокова схема на фиг. 1 . По блокова схема 1 е реализиран лабораторен модел , с принципна схема (фиг. 2) , без входния филтър и токоизправител . Захранващото напрежение Е е получено , чрез директно изправяне на мрежово напрежение 220V/50Hz.

За полумостовият автономен инвертор на напрежение ефективната стойност на изходното напрежение е :

$$U_o = \frac{E \cdot \lambda}{2 \cdot \pi}$$

което за конкретния случай при $\lambda = \pi$ е между 130-150 V в зависимост от стойността на изглаждащия филтър и консумирания ток . Това напрежение е подходящо и достатъчно за нормална работа на АЛ , което означава , че не се налага използването на изходен трансформатор на инвертора . По-ниското изходно напрежение (в сравнение с мрежовото - 220V) не изиска голямо последователно свързано индуктивно съпротивление . За да се намалят загубите в схемата възникващи от циркуляцията на реактивна енергия се използува резонансно повишаване на напрежението върху незапалената лампа . Това става чрез при честота няколко пъти по-голяма от работна честота , като се използува ефекта на натрупване на енергия в кондензатор включен паралелно на АЛ и неосигурен път за разреждане . Това позволява да се намали стойността на паралелно включението върху лампата кондензатор .

Изборът на последователно свързаните реактивни елементи Ск и Ск2 се извършва в зависимост от желания работен ток на АЛ . Желаният резултат на повишаване на напрежението върху незапалената АЛ ($U_{AL} = 600 - 800V$) се постига с ефекта на натрупване на напрежение върху комутиращия кондензатор с поставянето на диодите D1i , D2i , където $i=1-n$. Наличието на диоди на цитираните диоди води до значително повишаване на напрежението върху АЛ , което изиска отчитането на този факт при избора на комутиращите елементи и защитата им в случаите когато АЛ не запалва за продължителен период от време .

Комутиращият кондензатор (Ск1) се избира в зависимост от клучовите свойства на използваниите диоди (D_i) . Необходимо е кондензатора да се избере с резонсна честота с полупериод 3-5 пъти по-голям от времето за превключване на диода (t_{rr}) . Следователно :

$$C_{k1} = (3 \div 5) \cdot \left(\frac{4 \cdot t_{rr}}{2 \cdot \pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_k}$$

Така реализираната схема е изследвана посредством програмен продукт PSPICE . Моделът на диодите отчита правото и обратно съпротивление на диода (фиг. 3а) както и неговото бързодействие (t_{rr}) . Моделът на АЛ се еквивалентира с три съпротивления , отразяващи толерансите на отопляващите електроди (r_1 , r_2) и променливото съпротивление R_{AL} за включена и изключена АЛ (фиг. 3б) .

От посочените изследвания могат да се направят следните изводи:

1. Повишаването на напрежението на незапалена АЛ достига до стойности при които в рамките на няколко периода на захранващото напрежение АЛ да запали дори да е изгорял единия или и двата отопляващи електрода .

2. Стойностите на захранващото напрежение Уллpx слабо зависи от индуктивния баласт , качествата на АЛ и захранващото напрежение .

3. По-силна е зависимостта на Уллpx от комутиращите капацитети (Ск1i) и качествата на диодите (Di) .

4. Не съществува силна зависимост в работата на паралено свързаните АЛ .

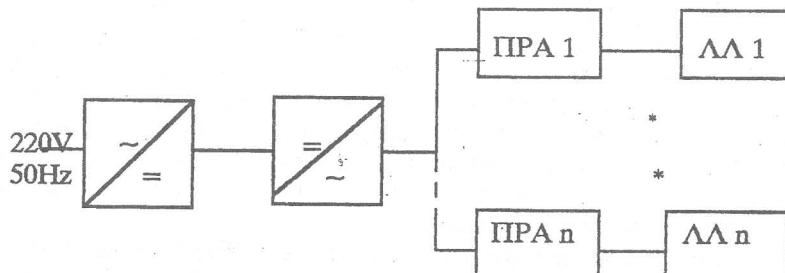
5. В работен режим , формата на тока в АЛ се приближава до синусоидална , което е добър енергиен режим за АЛ .

6. В работен режим (запалена АЛ) чувствителността на работа на АЛ от смущаващи фактори (Е , Lk , Ск) е слаба.

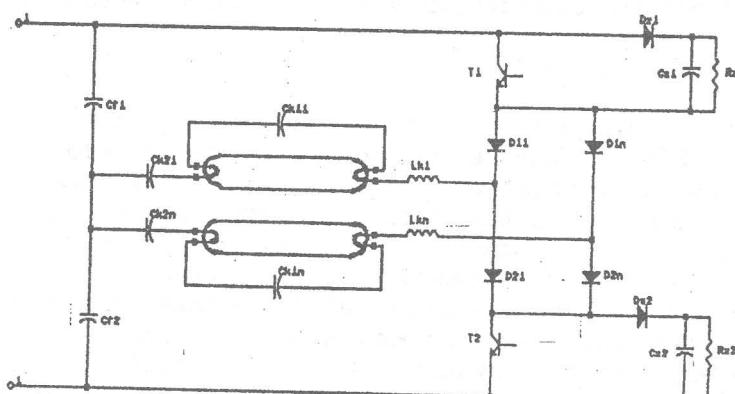
Литература :

Michael Gulko , Sam Ben-Yaakov , „ Current - Sourcing Push - Pull Parallel - Resonance Inverter „ - IEEE IE , No 3 , june 1994

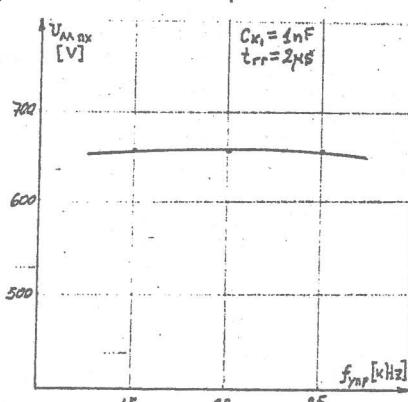
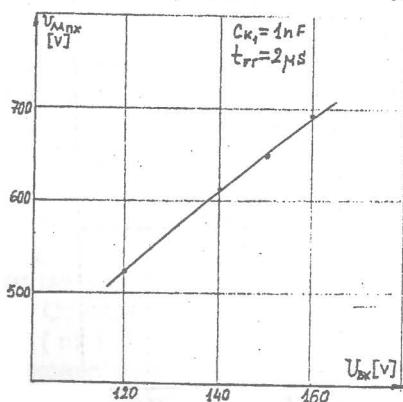
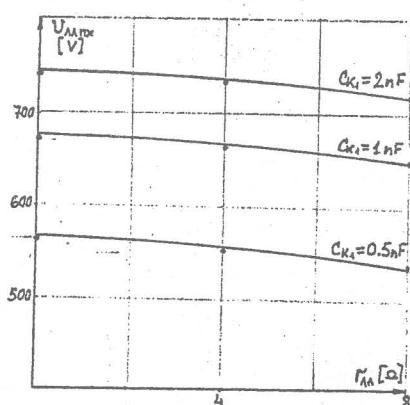
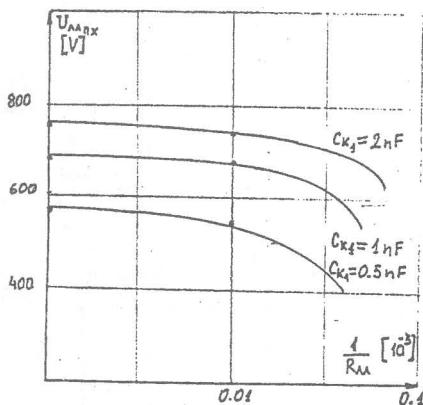
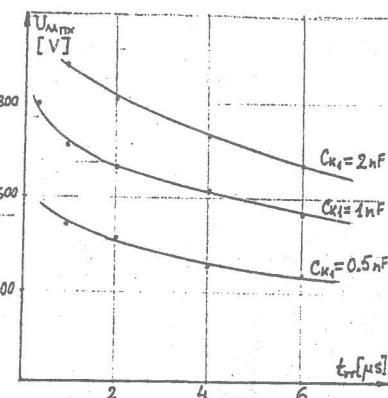
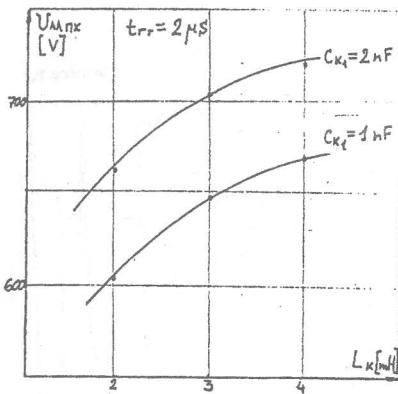
Статията е разработена със средствата по направление на тема : „ Енергетични полупроводникови преобразуватели „ - 588/95 към ФНС .



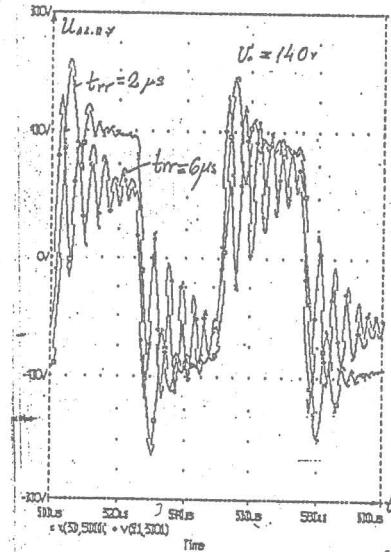
фиг. 1



фиг. 2.



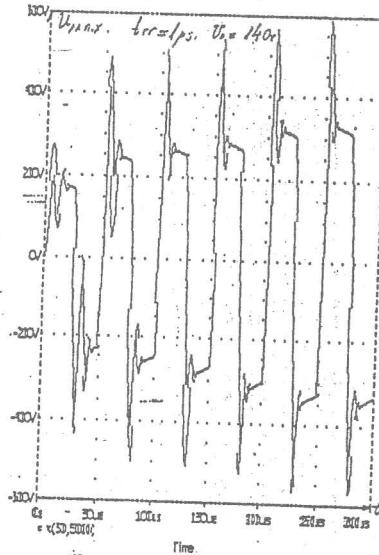
* Lin Log
Date/Time rec: 02/21/35 11:33:57 Temperature: 21.3



* Lin Log
Date/Time rec: 02/21/35 11:33:57 Temperature: 21.3



* Lin Log
Date/Time rec: 02/21/35 06:13:05 Temperature: 21.3



* Lin Log
Date/Time rec: 02/21/35 06:13:05 Temperature: 21.3

