

**АНАЛИЗ И МОДЕЛИРАНЕ НА РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР С
ПАРАЛЕЛНО НАТОВАРЕН КОНДЕНЗАТОР**

**ANALYSIS AND MODELING OF RESONANT INVERTER WITH
PARALLEL LOADED CAPACITOR**

Nikolay Hinov

Technical University of Sofia, Faculty of Electronic Engineering and Technologies, Power Electronics department, 8 blvd. "St. Kliment Ohridsky", Sofia, Bulgaria

Abstract

In the work, a resonant inverter with a parallel loaded capacitor was designed and modeled while working with active load. The cases of operation of the converter in continuous continuous mode are considered when operating at switching frequency below and over-resonant. The expressions for the resonant inductance current and the load voltage are derived, giving them all the variables necessary for the design of these inverters. By analogy with serial resonant inverters, wee coefficient and frequency coefficient are used. A model of the resonant inverter is proposed, with which experiments have been performed to define a work area and limitations for model-based design.

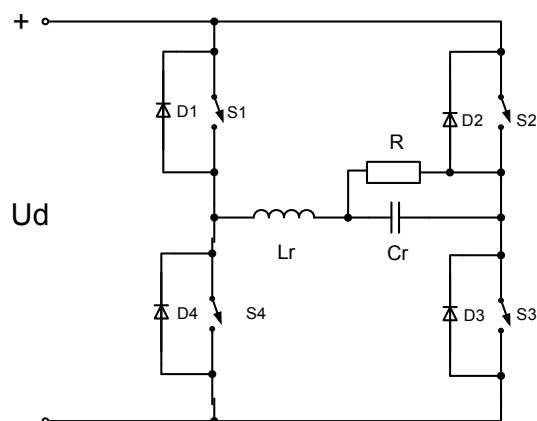
Keywords: resonant inverters; parallel loaded capacitor; modeling; analysis; model-based design.

ВЪВЕДЕНИЕ

Резонансните инвертори (РИ), са много разпространени в индустрията, транспорта, комуникациите, енергетиката и бита за реализиране на захранващи източници с определена форма и честота на напрежението или тока. Поради своята специфика и широк обхват на приложения те са обект на много бройни изследвания на автори в страната и чужбина [1, 2, 3, 5, 7, 9, 10, 11, 12, 13, 14]. При последователните РИ са създадени обобщени подходи за анализ и проектиране за схеми с и без обратни диоди, в режим с естествена и принудителна комутация (режим на инвертор на ток) на ключовите прибори [4, 7, 8, 15, 16, 17, 18]. Цел на настоящата работа е изработването на такъв подход за анализ и проектиране при резонансните инвертори с паралелно натоварен кондензатор и създаването на специализиран математичен модел на този вид преобразуватели. В [1, 2, 5, 6, 10, 11] са представени анализи на РИ с паралелно натоварен кондензатор, но те са извършени при известни допускания (най-често се пренебрегва затихването на резонансния кръг) или пък са много сложни и трудоемки и на

практика неприложими в обучението по силова електроника и в инженерната практика.

Схемата на РИ с паралелно натоварен кондензатор е показана на фиг. 1.



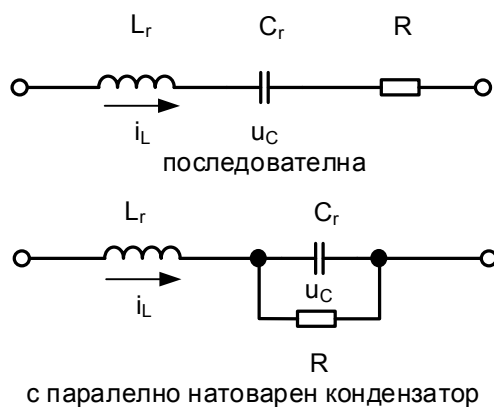
Фиг. 1. Мостов РИ с паралелно натоварен кондензатор

Използвани са следните означения: S1÷S4 – управляеми ключове (транзистори) с еднопосочна проводимост; D1÷D4 – обратни диоди, свързани паралелно на ключовете и с обратна на тяхната проводимост; Lr - резонансна индуктивност, Cr- резонан-

сен кондензатор, R – товарно съпротивление.

АНАЛИЗ НА СИЛОВАТА СХЕМА

Независимо от конфигурациите, които се използват в силовите схеми, поради факта, че в резонансните преобразуватели се работи с честоти близки до резонансната, [1, 2, 3, 9, 17] то те в крайна сметка могат да се сведат до два основни типа: последователни и паралелни. За нормалната работа на двете базови последователни резонансни вериги, показани на фиг.2, е необходимо те да се захранват от източник на напрежение.



Фиг. 2. Базови схеми на последователни резонансни вериги

Базовите последователни резонансни вериги се описват със следното обобщено диференциално уравнение:

$$L_r C_r \frac{d^2 u_c}{dt^2} + R C_r \frac{du_c}{dt} + u_c = u_{sw}, \quad (1)$$

където u_{sw} е захранващото напрежение, подавано към резонансната верига. То се формира от последователното превключване на полупроводниковите елементи в силовата схема с честота $f=1/T$.

Интерпретацията на (1) за двете базови схеми е различна: честоти на собствени колебания на веригите

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \left(\frac{R}{2L_r}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \delta^2} -$$

за последователната; за схемата с паралелно натоварен кондензатор съответно –

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \left(\frac{1}{2C_r R}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{L_r C_r} - \delta^2};$$

и затихване - δ .

В теорията на РИ, по-голямо внимание е отделено на последователните вериги, поради което за тях са получени основните изрази за резонансния ток и напрежението върху резонансния кондензатор за схеми със и без обратни диоди, работещи в режими с честота на управление под и над резонансната [1, 2, 16, 17, 18]. При тези анализи са използвани различни параметри. В настоящата работа ще се използват коефициента на разколебаване k и коефициента на разстройка ν , което е в съответствие с традициите на катедра „Силова електроника“ към ТУ-София.

Поради този факт за анализа на схемата на РИ с паралелно натоварен кондензатор ще се използват наготово вече получените изрази за последователния. По този начин ще се унифицира подхода за тяхното изследване и ще могат да се направят сравнения на техните качества и характеристики.

Анализът е направен в установен режим, като са пренебрегнати неидеалностите на всички схемни елементи. Изразите за напрежението и тока на резонансния кондензатор при последователната резонансна верига са:

$$u_{C_r}(t) = U_d - (U_d + U_0) e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) + \frac{I_0}{\omega_0 C_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t$$

(2)

$$i_{C_r}(t) = \frac{U_d + U_0}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t - I_0 e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \omega_0 t - \cos \omega_0 t \right),$$

където U_0 и I_0 са началните стойности на напрежението и тока през кондензатора. За тяхното определяне се изхожда от условието за периодичност на тока и напрежението резонансния кондензатор: $i_C(0) = i_C\left(\frac{\pi}{\omega}\right)$ и

$$u_C(0) = u_C\left(\frac{\pi}{\omega}\right). \text{ С } \omega = 2\pi f \text{ е означена кръговата}$$

честота на управление. Така за U_0 и I_0 се получава:

$$U_0 = (2k_{od} - 1)U_d \text{ и } I_0 = \frac{2k_{od}U_d}{\omega_0 L_r} \text{ а,}$$

където

$$k_{od} = \frac{1}{1 - h.e^{-\frac{\delta\pi}{\omega}}} = \frac{1}{1 - h.\left(\frac{k-1}{k}\right)^{\frac{1}{\nu}}}$$

е величина аналогична на качествения фактор. Тя характеризира резонансната RLC верига и е наречена коефициент на разколебаване при РИ с обратни диоди; $v = \frac{\omega}{\omega_0}$;

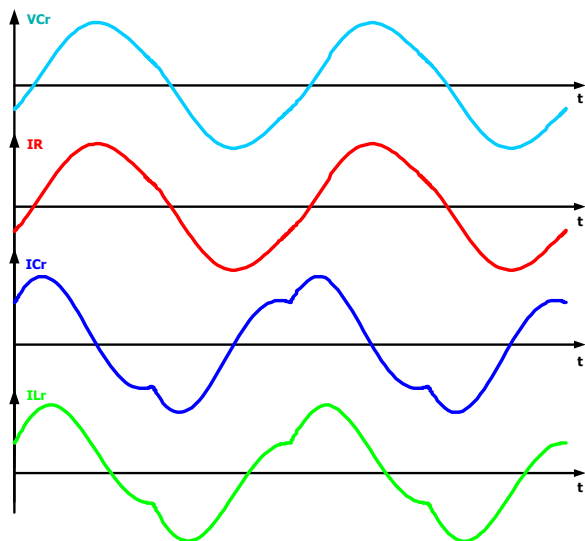
$$k = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\delta \pi}{\omega_0}}}; \text{ с } h \text{ и } a \text{ са означени съответно:}$$

$$h = \frac{\frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{k}{k-1}\right) \sin \frac{\pi}{v} + \cos \frac{\pi}{v} + \left(\frac{k-1}{k}\right)^{\frac{1}{v}}}{\left(\frac{k-1}{k}\right)^{\frac{1}{v}} \left(\frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{k}{k-1}\right) \sin \frac{\pi}{v} - \cos \frac{\pi}{v}\right) - 1},$$

$$a = \frac{\sin \frac{\pi}{v}}{\frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{k}{k-1}\right) \sin \frac{\pi}{v} - \cos \frac{\pi}{v} - \left(\frac{k}{k-1}\right)^{\frac{1}{v}}}$$

На фигури 3 и 4 са показани времедиаграми, описващи работата на изследваната схема при честота на управление под (фиг. 3) и над резонансната (фиг. 4).

Показани са последователно както следва: напрежението върху резонансния кондензатор, тока през товара, тока на кондензатора и на резонансната индуктивност.

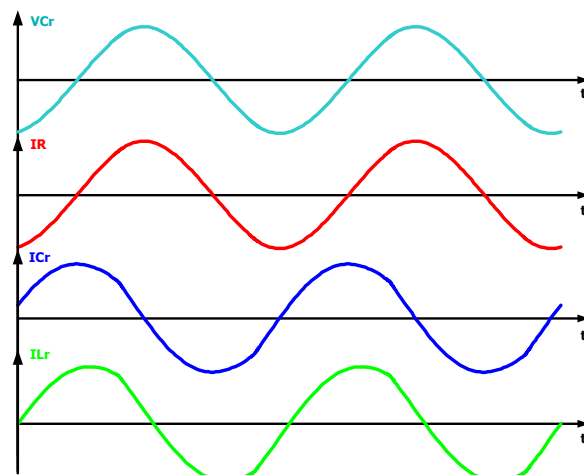


Фиг. 3. Режим на работа с честота на управление подрезонансната

След заместване за напрежението и тока на резонансния кондензатор се получава:

$$u_{Cr}(t) = U_d - 2k_{od}U_d e^{-\delta t} \left(\left(\frac{\delta}{\omega_0} - a - a \left(\frac{\delta}{\omega_0} \right)^2 \right) \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right) \quad (3)$$

$$i_{Cr}(t) = \frac{2k_{od}U_d}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t} \left(\left(1 - a \frac{\delta}{\omega_0} \right) \sin \omega_0 t + a \cos \omega_0 t \right)$$



Фиг. 4. Режим на работа с честота на управление надрезонансната

За определянето на тока на резонансната индуктивност се използва уравнението:

$$i_{Lr}(t) = i_{Cr}(t) + \frac{u_{Cr}(t)}{R} \quad (4)$$

След преобразуване за тока на резонансната индуктивност се получава:

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_d}{\omega_0 L_r} \cot g\beta + \frac{2k_{od}U_d}{\omega_0 L_r} e^{-\delta t} (A \sin \omega_0 t + (a - \cot g\beta) \cos \omega_0 t),$$

$$\text{където } \cot g\beta = \frac{2}{\frac{\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)}{\pi} + \frac{\pi}{\ln\left(\frac{k}{k-1}\right)}},$$

$$A = \left(1 - a \frac{\delta}{\omega_0} \right) - \cot g\beta \left(\frac{\delta}{\omega_0} - a - a \left(\frac{\delta}{\omega_0} \right)^2 \right).$$

С помощта на горните изрази могат да се получат всички необходими за проектирането на РИ с паралелно натоварен кондензатор величини.

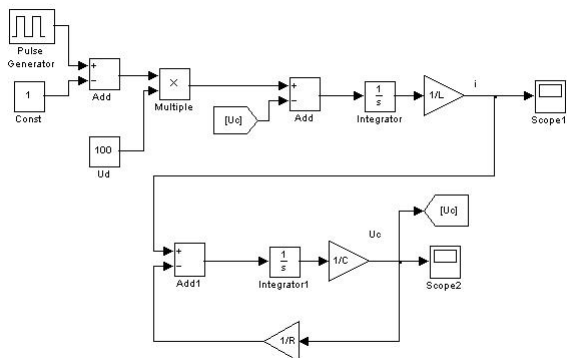
МОДЕЛ НА ИНВЕРТОРА

За разработването на математичния модел са използвани превключващи функции [7, 8]. Чрез тях се описва поведението на инвертора в двата отделни полупериода. Моделът на РИ с паралелно натоварен кондензатор се състои от следната система диференциални уравнения:

$$\begin{cases} \frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{1}{L_r} u_{Cr} + F(\omega t) U_d \\ \frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{1}{C_r} i_{Lr} - \frac{1}{RC_r} u_{Cr} \end{cases}, \quad (5)$$

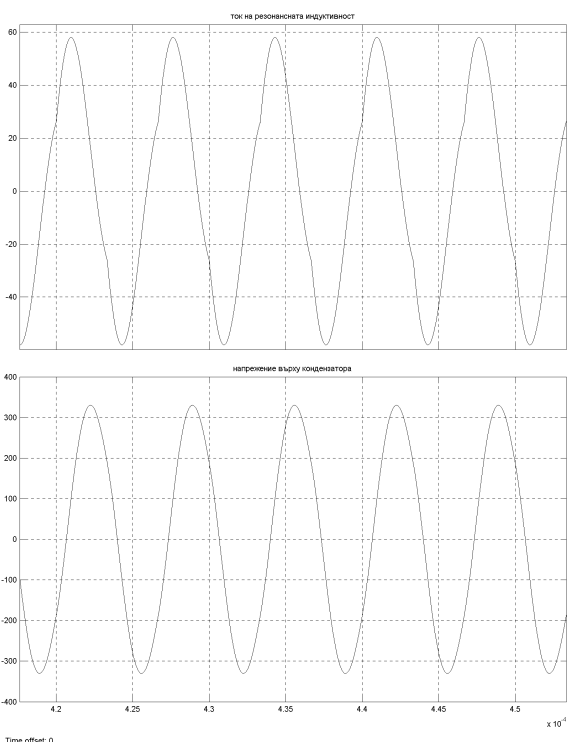
където $F(\omega t)$ е превключваща функция.

Моделът е реализиран в средата Matlab/Simulink и блоковата му диаграма е показана на фиг. 5.



Фиг. 5. Модел на РИ с паралелно натоварен кондензатор

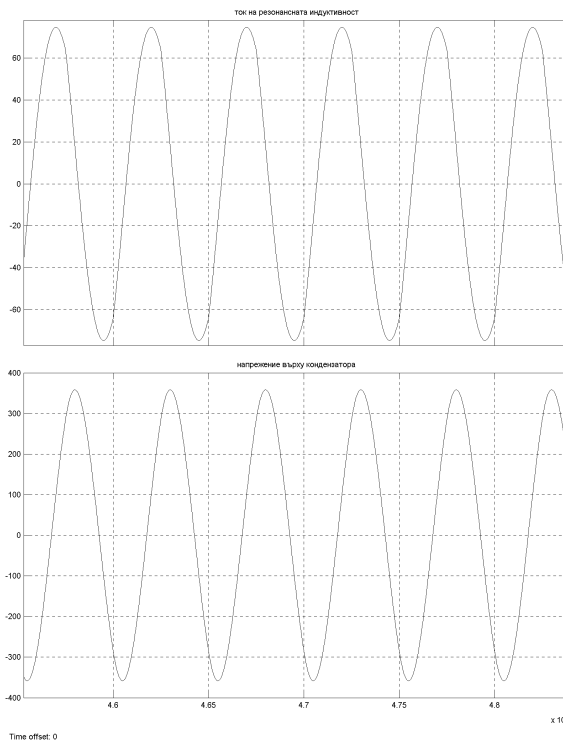
Превключващата функция е зададена с помощта на импулсен генератор. Предвидена е възможност да се изобразят променливите на състоянието. С модела е проведен експеримент, като са използвани следните входни данни: $R=20\Omega$, $C_f=167\text{nF}$, $L_r=4.6\mu\text{H}$.



Фиг. 6. Резултати от модела на РИ с паралелно натоварен кондензатор

Чрез промяна на управляващата честота са изследвани са два режима на работа с честота на управление под ($f=150\text{kHz}$, фиг. 6)

и над резонансната ($f=200\text{kHz}$, фиг. 7). От тези резултати се установява, че модела е работоспособен и отразява правилно работата на схемата в двата възможни режима на работа. Модела е верифициран с помощта на компютърни симулации и лабораторен стенд.



Фиг. 7. Резултати от модела на РИ с паралелно натоварен кондензатор

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работата е предложен нов подход за анализ на последователни резонансни инвертори с паралелно натоварен кондензатор. Той е базиран на аналогията между последователната резонансна верига и тази с паралелно натоварен кондензатор. Представени са съотношения, чрез които може да се проектира силовата схема на РИ. Използвания подход е подходящ от методична гледна точка, защото използва познати изрази и коефициенти в духа на традициите на катедра „Силова електроника“ при Технически Университет – София.

Синтезиран е специализиран модел за изследване на силовата схема, който е подходящ: за извършване на оптимално моделно базирано проектиране при избран оптимизационен критерий; за използване в обучението по силова електроника, а също и за

реализация на системи за управление от типа off-line симулация и hardware-in-the loop [12].

БЛАГОДАРНОСТИ

Извършеното изследване се реализира в рамките на проекта "Моделно базирано проектиране на силови електронни устройства с гарантирани показатели", договор ДН 07/06 / 15.12.2016 г., с Фонд научни изследвания.

REFERENCE

- [1] Ned Mohan, Undeland, Tore M.; Robbins, William P., „Power Electronics - Converters, Applications, and Design (3rd Edition)”, © 2003 John Wiley & Sons.
- [2] M. K. Kazimierzczuk and D. Czarkowski, Resonant Power Converters, IEEE Press and John Wiley & Sons, New York, NY 2nd Edition, pp. 1-595, ISBN 978-0-470-90538-8, 2011.
- [3] G. Zinoviev, Fundamentals of Power Electronics - part II, Novosibirsk State University, Novosibirsk, Russia, 2004, (in Russian).
- [4] M. H. Rashid, “Power Electronics handbook: devices, circuits, and applications”, Academic Press, 2007.
- [5] R. W. Erickson, D. Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics”, Second Edition, Kluwer Academic Publishers Group, 2001.
- [6] B. L. Dokić, B. Blanuša, “Power Electronics Converters and Regulators” - Third Edition, © Springer International Publishing, Switzerland 2015, ISBN 978-3-319-09401-4.
- [7] E. Popov. “Analysis, Modeling and Design of Converter Units (Computer – Aided Design of Power Electronic Circuits)”, Technical University Printing House, Sofia, 2005 (in Bulgarian.).
- [8] E. Popov, “Computer Aided Design of Power Electronic Devices - Solved Examples”, Publishing Technical University of Sofia, pp. 24-32, 2014. (in Bulgarian).
- [9] N. L. Hinov, “Power converters of electrical energy with industrial application”, Ph.D. Thesis, Technical University, Sofia, 1998, (In Bulg.)
- [10] G. A. Belov, „High-frequency thyristor-transistor DC-DC converters”, Energoatomizdat, Moscow, 1987 (in Russian)..
- [11] C. Cutrona, C. Di Miceli, “A unified approach to series, parallel and series-parallel resonant converters”, Telecommunications Energy Conference, INTELEC '92, pp. 139 – 146, 1992.
- [12] J. M. Williams, J. L. Cale, N. D. Benavides, J. D. Wooldridge, A. C. Koenig, J. L. Tichenor, S. D. Pekarek, “Versatile Hardware and Software Tools for Educating Students in Power Electronics”, IEEE Trans. Educ., vol. 47, no. 4, pp. 436–444, Nov. 2004.
- [13] Hinov N., C. Marinov; Resonance inverter analysis with parallel compensation of the load; Journal of the Second national young peoples' research and practical session; Sofia 29.03.2004, pp.119-123. (in Bulgarian).
- [14] Brichant F., L'ondistor, Dunod, Paris, 1997. (in French)
- [15] Dede E., Espi J., Esteve V., Jordan J., Casans S.; Trends in Converters for Induction Heating Applications; Power Conversion – June 1999 proceedings, Nurnberg, Germany, pp.155-160.
- [16] Bobcheva M., N. Gradinarov and other; Power Electronics; Technical University Press, Sofia 2001. (in Bulgarian)
- [17] Gradinarov N.P.; Analysis and development of autonomous resonant inverters with electrical application, Ph.D. Dissertation, Technical University of Sofia, 2002. (in Bulgarian)
- [18] Berkovich E. I., G. V. Ivenskyi and other; High-frequency thyristor converters for electrical devices, Energoatomizdat, Leningrad 1983. (in Russian)