

Проектиране на входен филтър за резонансни инвертори

гл. ас. д-р Николай Д. Банков - ВИХВП-Пловдив

гл. ас. д-р Мария Г. Динкова - ВИХВП-Пловдив

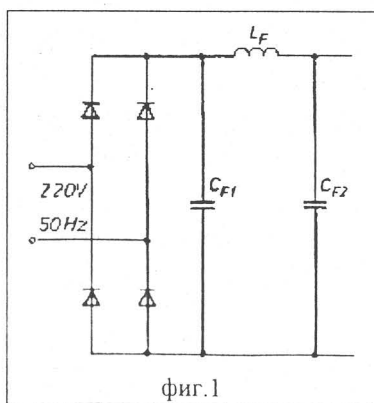
(Design of resonance inverter input filter)

Abstract. A method for the design of Π -shaped input filter that supplies autonomous resonance inverters is proposed. The choice of relevant filter elements is based upon the following criteria: 1. decreasing the amplitude of the high-frequency input inverter current; 2. limiting the overvoltage of the inverter terminals during switch-off.

Известно е, че автономните резонансни инвертори се захранват обикновено от източник на постоянно напрежение. Практически той представлява един токоизправител и входен за инвертора филтър. Когато регулирането на мощността към товара става вътре в инвертора, то токоизправителят може да бъде неуправляем. При малки мощности (до 5кW) най-често входният филтър е Π -образен.

В настоящата работа се предлага методика за проектиране на входния филтър като се отчитат и особеностите на работа на резонансния инвертор.

Входният филтър може да се разглежда като съставен от две части (

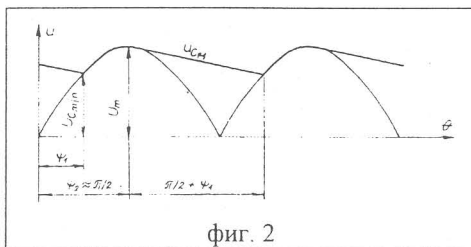


фиг. 1) - нискочестотен (C_{F1}) и високочестотен (L_F и C_{F2}) филтър.

Филтърът за ниска честота представлява електролитния кондензатор C_{F1} . За да се оразмери кондензатора се прави допускането, че

токът през индуктивността L_F е напълно изгладен със стойност $I_d = P/2E$. В случая $2E \approx 300V$, тъй като входният токоизправител е еднофазен, мостов.

Формата на напрежението на изводите на кондензатора C_{F1} е показана на фиг. 2. Зареждането на кондензатора става по синусодален



фиг. 2

закон, а разреждането - с постоянен ток I_d .

Изглаждащият ефект на кондензатора може да се оцени с отношението $U_{C_{min}}/U_m$. $U_{C_{min}}$ се определя от израза:

$$(1) \quad U_{C_{min}} = U_m - \frac{1}{C} \int_{\pi/2}^{\pi + \psi_1} I_d dt = U_m - \frac{I_d}{\omega C_{F1}} (\pi/2 + \psi_1)$$

където ψ_1 е ъгъл на запалването и е равен на:

$$(2) \quad \psi_1 = \arcsin \frac{U_{C_{min}}}{U_m}$$

От (1) и (2) за капацитета на кондензатора C_{F1} се получава изразът:

$$(3) \quad C_{F1} = \frac{I_d (\pi/2 + \psi_1)}{\omega (U_m - U_{C_{min}})} = \frac{I_d \left(\pi/2 + \arcsin \frac{U_{C_{min}}}{U_m} \right)}{\omega U_m \left(1 - \frac{U_{C_{min}}}{U_m} \right)}$$

За да се отдели нискочестотната мрежа от високочестотния инвертор се използва филтър, съставен от C_{F2} и L_F . Изборът на елементите на високочестотния филтър се основава на следните критерии:

1. Намаляване амплитудата на входния високочестотен инверторен ток през L_F ;

2. Ограничаване на свръхнапрежението на изводите на инвертора при неговото изключване (спирание).

Входният ток на инвертора има две компоненти: постоянна I_d и променлива I_{HF} , чиято основна честота е равна на удвоената работната честота на инвертора- $2f$. Ако инверторът е изпълнен по еднотактна схема, то основната честота на I_{HF} ще бъде f .

Използвайки метода на първия хармоник, за ефективната стойност на високочестотния ток през L_F може да се напише:

$$(4) \quad I_{L_r} = I_{HF} \frac{\frac{1}{\omega C_{F2}}}{\omega L_F - \frac{1}{\omega C_{F2}}} = \frac{I_{HF}}{\omega^2 L_F C_{F2} - 1}$$

Честотата на прекъсване на високочестотния филтър е $\omega_c = 1/\sqrt{L_F C_{F2}}$. Тогава (4) придобива вида:

$$(5) \quad \frac{I_{L_r}}{I_{HF}} = \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 - 1}$$

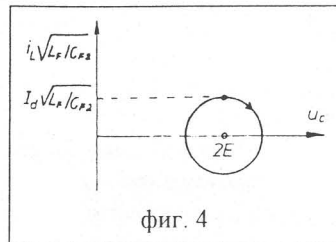
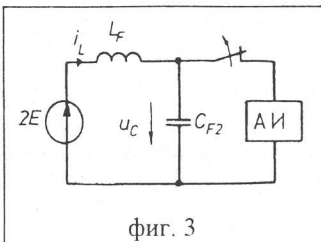
Уравнение (5) може да се използва за оразмеряване елементите на високочестотния филтър съгласно приетия първи критерий. Например, ако желаем затихването на първия хармоник от променливата компонента на инверторния ток да бъде 40dB ($I_{L_r}/I_{HF} = 0.01$), се получава:

$$(6) \quad \sqrt{L_F C_{F2}} = \frac{9,95}{\omega}$$

От (6) елементите на високочестотния филтър не се изчисляват еднозначно, затова е необходимо използването и на втория критерий.

На фиг. 3 е показан процесът на изключване на автономния инвертор. Този процес може да възникне при сработване на токова защита, при нарушаване условията за естествена комутация в инвертора и др.

Съвкупността от захранваща мрежа, неуправляем токоизправител и



нискочестотен филтър се представя като източник на напрежение със стойност $2E$. Независимите начални условия са: $i_L(0) = I_d$ и $u_C(0) = 2E$

Процесът след изключването на АИ може да се представи във фазовата равнина $(u_C; i_L\sqrt{L_F/C_{F2}})$. Траекторията на работната точка съгласно [3] представлява окръжност с център $(2E; 0)$, радиус $R = I_d\sqrt{L_F/C_{F2}}$ (фиг. 4) и уравнение:

$$(7) \quad (u_C - 2E)^2 + (i_L\sqrt{L_F/C_{F2}})^2 = I_d^2\sqrt{L_F/C_{F2}}$$

От фиг. 4 се вижда, че нарастването на напрежението на кондензатора C_{F2} над $2E$ е равно на радиуса на окръжността. Необходимо е това нарастване да бъде ограничено, така че да се изпълни условието:

$$(8) \quad 2E + I_d\sqrt{L_F/C_{F2}} \leq U_{DSM}$$

където U_{DSM} е импулсното напрежение дрейн-сорс на използваните MOSFET транзистори в инвертора.

Препоръчва се транзисторите да работят с известен запас по напрежение, затова нарастването на входното напрежение на АИ трябва да бъде не повече от 20%.

Условието (8) представлява втория критерий за избор на елементите на високочестотния филтър. Техните стойности еднозначно се определят, като се реши системата уравнения (6) и (8).

Заклучение

Предлаганата методика позволява еднозначно да се оразмерят елементите на входния филтър, като едновременно се намали амплитудата на високочестотния инверторен ток към мрежата и се ограничи свръхнапрежението на изводите на инвертора при неговото изключване или аварийно спиране.

Литература

1. Банков, Н. Изследване на методи за регулиране на мощността в резонансни преобразуватели чрез промяна стойността на реактивните елементи в трептящия кръг - дисертация за получаване на образователната и научна степен "Доктор", София, 1998 г.
2. Начев, Н. и др. Промислена електроника, С., Техника, 1988.
3. Seguiet, G., F.Labrique. Les convertisseurs de l'electronique de puissance. Volum 4 - La conversion continu - alternatif. Technique et Documentation - Lavoisier, 1989.