

# ANALÝZA PRACOVNÝCH STAVOV SÉRIOVO-PARALELNÉHO MENIČA PRACUJÚCEHO V NADREZONANČNEJ OBLASTI

## OPERATION STATES ANALYSIS OF THE SERIES-PARALLEL RESONANT CONVERTER WORKING ABOVE RESONANCE FREQUENCY

P. Dzurko<sup>1)</sup>, J. Dudrik<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup> Schneider Electric Slovakia, Borekova 10, 82106 Bratislava,

E-mail: [peter.dzurko@sk.schneider-electric.com](mailto:peter.dzurko@sk.schneider-electric.com), tel.: +421 2 45524010

<sup>2)</sup> Katedra elektrotechniky, mechatroniky a priemyselného inžinierstva, Technická univerzita v Košiciach, Letná 9, 042 00 Košice, E-mail: [jaroslav.dudrik@tuke.sk](mailto:jaroslav.dudrik@tuke.sk), tel.: +421 55 6022276

**Abstrakt** V článku je uvedený popis pracovných stavov sériovo-paralelného meniča pracujúceho v nadrezonančnej oblasti. Sú odvodené základné rovnice pre jednotlivé stavy meniča. Na základe nich sú zostavené grafy, ktoré dávajú komplexný obraz správania sa meniča pre rôzne parametre obvodu. Priebehy je možné použiť na dimenzovanie jednotlivých častí meniča.

**Summary** Operation states analysis of a series-parallel converter working above resonance frequency is described in the paper. Principal equations are derived for individual operation states. On the basis of them the diagrams are made out. The diagrams give the complex image of the converter behaviour for individual circuit parameters. The waveforms may be utilised at designing the inverter individual parts.

### 1. ÚVOD

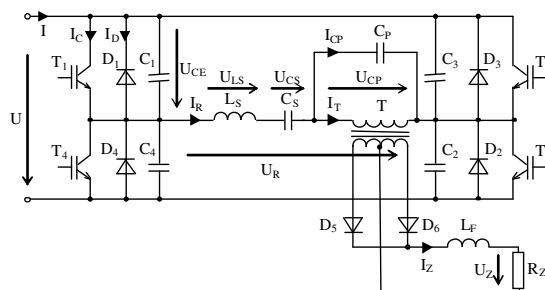
Sériovo-paralelný rezonančný menič (obr. 1) pozostáva zo sériového rezonančného obvodu, pričom záťaž je pripojená paralelne k časti kapacity. Využíva výhodné vlastnosti sériového rezonančného meniča (odolnosť voči skratu) a paralelného rezonančného meniča (schopnosť riadenia v chode naprázdno) bez ich charakteristických nedostatkov (napr. obmedzený rozsah regulácie sériového meniča, straty v chode naprázdno a možnosť presýtenia transformátora v paralelnom meniči [1], [2], [3], [4], [5]).

Pri činnosti sériovo-paralelného rezonančného meniča (obr. 1) uvažujeme nasledovné pracovné stavy, ktoré môžu nastať pri jeho prevádzke:

- stav zaťaženia (odpor  $R_Z$  predstavuje záťaž niekoľko desiatín ohmov). Pri plnej záťaži prevláda vplyv prvkov  $L_S$  a  $C_S$  a vlastnosti obvodu sú podobné ako pri sériovom meniči. Kapacita  $C_P$  je paralelne pripojená k malej impedancii záťaže a preto sa neuplatní.
- stav naprázdno (odpor  $R_Z$  je nekonečne veľký, záťaž je daná len odporom samotného transformátora pracujúceho naprázdno). V stave naprázdno je sa rezonančný obvod sa skladá zo sériovej indukčnosti  $L_S$ , sériovej kapacity  $C_S$  a paralelnej kapacity  $C_P$  zapojenej do série. Rezonančný prúd sa tým zmenší v porovnaní so sériovým meničom.
- stav nakrátko (odporu  $R_Z$  je ideálne nulový, reálne je malý len niekoľko miliohmov). V stave nakrátko je rezonančný prúd obmedzený veľkosťou sériových súčiastok

$L_S$ ,  $C_S$ . Veľkosť prúdu sa nastavuje na požadovanú hodnotu pomocou spínacej frekvencie v striadači.

Sériovo-paralelný menič môže pracovať pri veľkých zmenách vstupného napätia a zmenách záťaže od stavu naprázdno až po plnú záťaž a pritom dosahovať dobrú účinnosť.

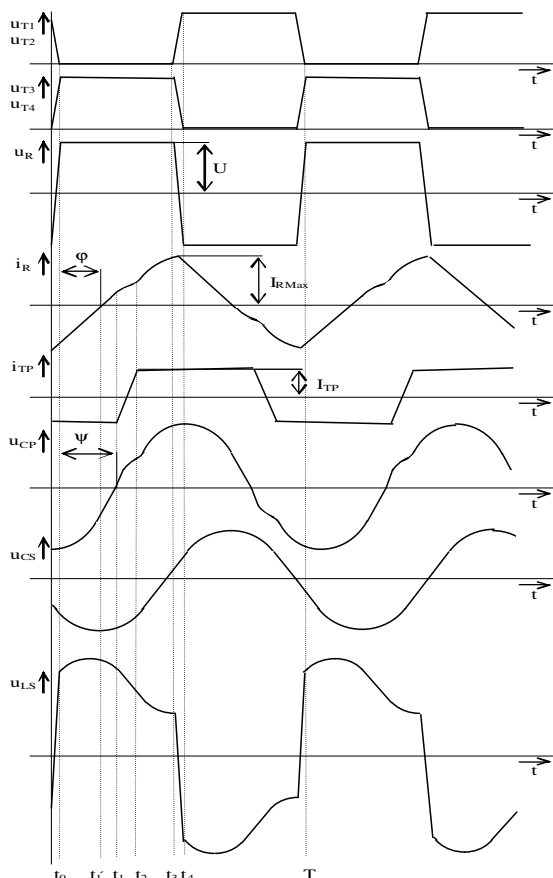


Obr.1. Sériovo-paralelný rezonančný menič  
Fig.1. Series-parallel resonant converter

Pri práci meniča v nadrezonančnej oblasti sa prejavuje rezonančný obvod ako impedancia induktívneho charakteru (obr.2). Tranzistory  $T_1$ - $T_4$  zapínajú v nule napätia a preberajú prúd  $I_R$  z ich komplementárnych spätných diód  $D_1$ - $D_4$ , ktorý prirodzeným spôsobom poklesne na nulu. V tejto oblasti práce teda budú nulové nielen zapínacie straty na spínačoch, ale aj vypínacie straty na spätných diódach, ktoré preto nemusia mať ani dobré dynamické vlastnosti. Vypínacie straty na spínačoch, ktoré existujú, je možné znížiť jednoduchými bezstratovými odľahčovacími obvodmi - kondenzátormi  $C_1$ - $C_4$  pripojenými paralelne ku spínačom. Na tento účel je možné využiť aj vlastné kapacity súčiastok. Týka sa to

hlavne MOSFET tranzistorov, ktoré sa vyznačujú veľkými výstupnými kapacitami. Odľahčovacie kondenzátory sa vybíjajú prúdom záťaže a ich energia sa vracia do napájacieho zdroja [2], [6], [7], [8], [9], [10].

Na obr.2 sú odvodené priebehy napätí a prúdov v rezonančnom obvode v zaťaženom stave meniča, resp. v stave nakrátko v nadrezonančnej oblasti meniča [2].



Obr.2. Priebehy napätí a prúdov v meniči  
Fig.2. Waveforms of voltages and currents of the converter

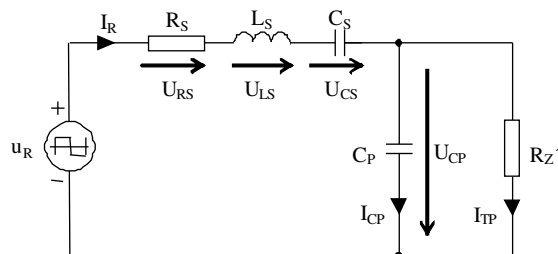
## 2. ANALÝZA POMEROV V SÉRIOVO-PARALELNOM REZONANČNOM OBVODE

Schéma so sériovo-paralelným rezonančným obvodom s prepočítaným záťažným odporom na primárnu stranu transformátora  $R_Z'$  (predstavuje všetky odpory výstupného obvodu) slúžiaca pre analýzu stavov meniča je zakreslená na obr.3.

Impedancia sériovo-paralelného rezonančného meniča je popísaná vzťahom [2]:

$$\begin{aligned} Z_R &= R_S + jX_{LS} - jX_{CS} + \frac{-jX_{CP}R_Z'}{R_Z' - jX_{CP}} = \\ &= \left( R_S + \frac{X_{CP}^2 R_Z'}{R_Z'^2 + X_{CP}^2} \right) + j \left( X_{LS} - X_{CS} - \frac{X_{CP} R_Z'^2}{R_Z'^2 + X_{CP}^2} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

Vplyvom zmeny odporu  $R_Z'$  sa mení štruktúra meniča na sériový menič s  $L_S, C_S$  prvkami v stave nakrátko ( $R_Z' = 0$ ) a na sériový menič s  $L_S, C_S, C_P$  prvkami v stave naprázdno ( $R_Z' = \infty$ ). So zmenou štruktúry obvodu sa mení aj hodnota rezonančnej frekvencie, ako aj ďalšie dôležité parametre obvodu.



Obr.3. Náhrada sériovo-paralelného rezonančného obvodu

Fig.3. Equivalent circuit of the series-parallel resonant tank

Zo vzťahu (2) je možné vypočítať hodnotu rezonančnej frekvencie, ktorá je okrem rezonančných prvkov závislá aj na odpore  $R_Z'$ :

$$f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\left( \frac{L_S C_S - C_S C_P R_Z'^2 - C_P^2 R_Z'^2}{2 L_S C_S C_P R_Z'^2} \right) + \sqrt{\left( \frac{L_S C_S - C_S C_P R_Z'^2 - C_P^2 R_Z'^2}{2 L_S C_S C_P R_Z'^2} \right)^2 + \frac{1}{L_S C_S C_P R_Z'^2}}}{1}} \quad (2)$$

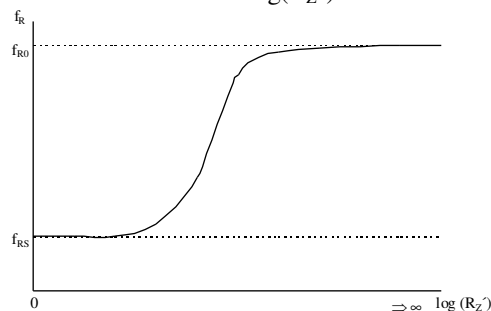
V stave nakrátko a v stave naprázdno dôjde k zjednodušeniu vzťahu na vztorce pre stav nakrátko:

$$f_{RS} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S C_S}} \quad (3)$$

a v stave naprázdno:

$$f_{RO} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S \frac{C_S C_P}{C_S + C_P}}} \quad (4)$$

Na obr.4 môžeme sledovať zmenu rezonančnej frekvencie v závislosti na  $\log(R_Z')$ .



Obr.4. Závislosť rezonančnej frekvencie od záťažného odporu

Fig.4. Dependency of the resonant frequency on load resistor

V ďalšom rozbere meniča budeme používať namiesto rezonančnej frekvencie rezonančnú frekvenciu v stave naprázdno  $f_{RO}$  ako hraničnú rezonančnú frekvenciu t.j. maximálnu rezonančnú frekvenciu [2].

Charakteristická impedancia pri hraničnej frekvencii je potom vyjadrená vzťahom:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_S}{C_S \cdot C_P}} = 2\pi \cdot f_{RO} \cdot L_S = \frac{C_S + C_P}{2\pi \cdot f_{RO} \cdot C_S \cdot C_P} \quad (5)$$

a činiteľ kvality rezonančného obvodu:

$$Q_o = \frac{R'_Z}{Z_o} = 2\pi \cdot f_{RO} \cdot \left( \frac{C_S \cdot C_P}{C_S + C_P} \right) R'_Z = \frac{R'_Z}{2\pi \cdot f_{RO} \cdot L_S} \quad (6)$$

Ak chceme určiť činiteľ kvality pri rezonančnej frekvencii dostaneme úpravami nasledujúci vzťah:

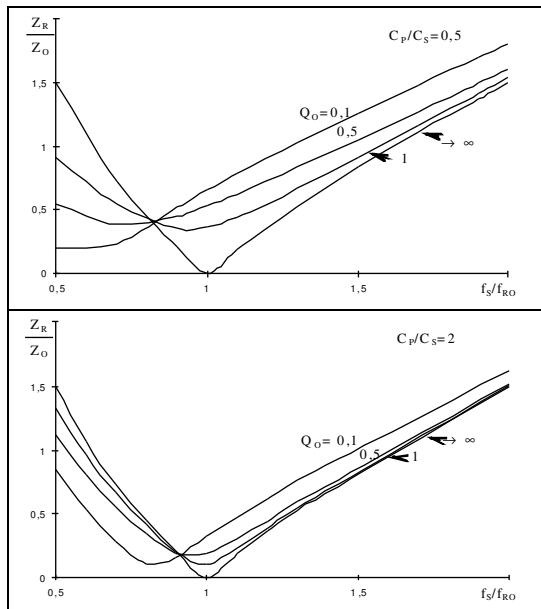
$$Q_R = \frac{2\pi \cdot f_R \cdot L_S}{R_R} = \frac{C_1 + C_R}{2\pi \cdot f_R \cdot R_R \cdot C_1 \cdot C_R} \quad (7)$$

pričom náhradný odpor  $R_R$  a náhradná kapacita  $C_R$  sa určia zo vzťahu (1):

$$R_R = R_S + \frac{R'_Z}{1 + (2\pi \cdot f_R \cdot C_P \cdot R'_Z)^2} \quad (8)$$

$$C_R = C_P \left( 1 + \frac{1}{(2\pi \cdot f_R \cdot C_P \cdot R'_Z)^2} \right) \quad (9)$$

Z rovnice (1) je možné usúdiť, že malá hodnota odporu  $R_S$  (rádovo desiatiny  $m\Omega$ ) len minimálne ovplyvňuje veľkosť reálnej zložky, preto je možné ju v ďalšom výpočte zanedbať.



Obr.5. Závislosť rezonančnej impedancie  $Z_R/Z_o$   
Fig.5. Dependency of the resonant impedance  $Z_R/Z_o$

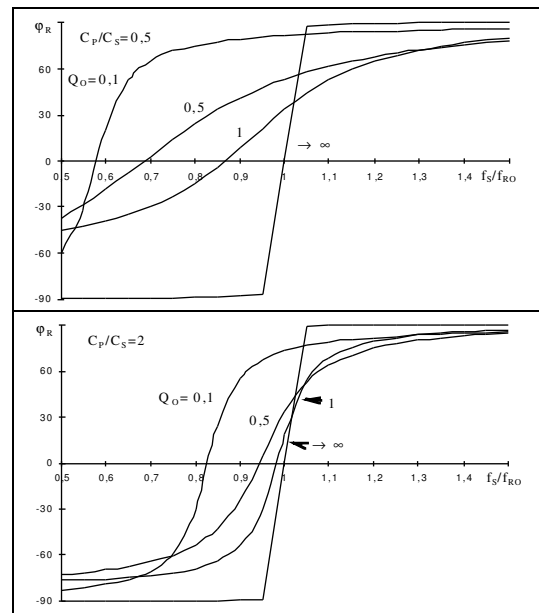
Veľkosť rezonančnej impedancie  $Z_R$  a uhol fázového posunu reálnej zložky impedancie voči imaginárnej  $\varphi_R$  sériovo-paralelného obvodu sa z rovnice (1) vypočítajú nasledovne:

$$Z_R = \sqrt{\frac{R_Z^2 \left[ 1 + \left( \frac{1}{Q_o} \left( \frac{f_s}{f_{RO}} - \frac{f_{RO}}{f_s} \cdot \frac{C_P}{C_P + C_S} \right) - Q_o \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) \left( 1 + \frac{C_P}{C_S} \right) \left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right)^2 \right) \right)^2}{\left( 1 + \left[ Q_o \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) \left( 1 + \frac{C_P}{C_S} \right) \right]^2 \right)^2}} \quad (10)$$

$$\varphi_R = \arctan \left[ \frac{1}{Q_o} \left( \frac{f_s}{f_{RO}} - \frac{f_{RO}}{f_s} \cdot \frac{C_P}{C_P + C_S} \right) - Q_o \left( 1 + \frac{C_P}{C_S} \right) \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) \left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right)^2 \right) \right] \quad (11)$$

Zmeny rezonančnej impedancie a uhla fázového posunu v závislosti na zmene pomeru frekvencií (spínacej  $f_s$  a hraničnej rezonančnej  $f_{RO}$ ) pri rôznych pomeroch kapacít rezonančného obvodu a zmene  $R'_Z$  je možné sledovať na obr.5 a obr.6. Pri pomere kapacít  $C_P/C_S=0$  ide o klasický sériový rezonančný obvod.

Ďalší nárast pomeru kapacít by znižoval rozdiel medzi priebehmi v stave naprázdno a v stave nakrátko (čo je možné sledovať aj na priebehoch na obr.6) t.j. zmenšil by sa regulačný rozsah pre zadanú hodnotu výstupnej veličiny, pričom by však mohlo dôjsť k nestabilite regulácie. Veľký pomer kapacít  $C_P/C_S$  môže znížiť aj hodnotu napätia na výstupe meniča [2].



Obr. 6. Závislosť uhla fázového posunu  $\varphi_R$   
Fig.6. Dependency of the phase angle  $\varphi_R$

Z priebehov zakreslených na obr.6 je možné určiť charakter rezonančného prúdu. Pri záporných hodnotách uhla  $\varphi_R$  je v prevahe kapacitná zložka obvodu ( $X_C > X_L$ , „podrezonančná oblasť“) a preto má aj rezonančný prúd kapacitný charakter. Ak funkcia  $\varphi_R = f(f_s/f_{RO})$  dosiahne kladné hodnoty ide o nadrezonančnú oblasť, kde je v prevahe indukčná zložka a prúd má induktívny charakter. V rezonančnej oblasti má priebeh prúdu sínusový tvar s nulovým fázovým posunom, čím sa odstraňujú ako

zapínacie tak aj vypínacie straty. Veľkosť maximálnej hodnoty rezonančného prúdu je však v tomto stave príliš veľká (obr.7).

Krivky zakreslené na obr.6 rozdeľujúce podrezonančnú a nadrezonančnú oblasť sa nárastom pomeru kapacít opäť približujú k rezonančnej frekvencii naprázdno. Tento fakt je dôležitý predovšetkým pri určení prevádzkových frekvencií. Riadenie tak môžeme rozdeliť na dve oblasti závislé na výbere frekvenčného pásma.

1. Spínacia frekvencia môže dosahovať hodnoty menšie ako je hraničná rezonančná frekvencia. Regulácia výstupných veličín dosahuje vysokú dynamiku a presnosť.

Nevýhodou tejto metódy je nebezpečie vzniku podrezonančnej oblasti pri náhlej zmene záťaže z prevádzkového stavu do stavu naprázdno. Tento stav je nutné ošetriť obvodmi (obvody sledujúce fázový posun napätia a prúdu v rezonančnom obvode, komparátory sledujúce výstupné veličiny), ktoré umožnia okamžitú, alebo plynulú zmenu frekvencie na jej maximum, ináč môže dôjsť k nárastu prúdu a k následnej tepelnej deštrukcii meniča.

2. Ak je minimálna hodnota spínacej frekvencie väčšia ako rezonančná frekvencia naprázdno je možné odstrániť nevýhodu vzniku podrezonančnej oblasti, avšak menič je málo dynamický a náročnejší na návrh súčiastok rezonančného obvodu [1], [2], [10], [11].

Napäťové a prúdové pomery v rezonančnom obvode sa dajú určiť nasledovne.

Priebeh napätia na rezonančnom obvode je obdĺžnikového tvaru s maximálnou hodnotou jednosmerného vstupného napätia  $U$  (obr.2). Toto napätie je možné rozložiť do Fourierovho rádu:

$$u_R(t) = \frac{4U}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \cdot \sin(n\omega t) = U \cdot \left( \frac{4}{\pi} \cdot \sin(\omega t) + \frac{4}{3\pi} \cdot \sin(3\omega t) + \dots \right) \quad (12)$$

Pričom základná harmonická napätia  $u_R(t)$  je:

$$u_{R1}(t) = U \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sin(\omega t) = U_{Max} \cdot \sin(\omega t) \quad (13)$$

pričom  $U_{Max} = 4 \cdot U / \pi$  je maximálna hodnota napätia základnej harmonickej.

Táto hodnota napätia bude použitá pri výpočte maximálnych hodnôt všetkých veličín rezonančného obvodu.

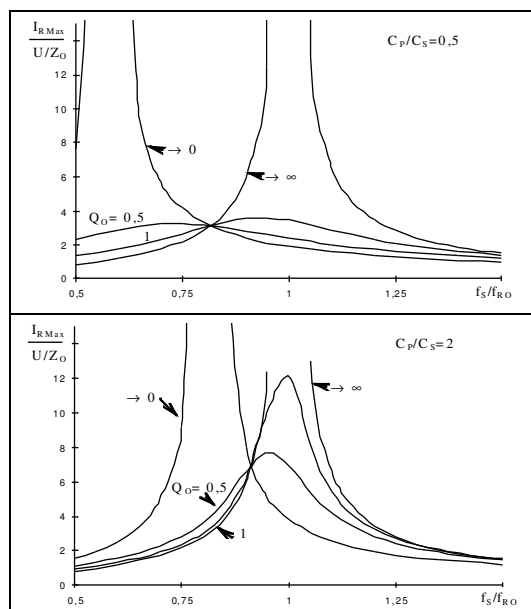
Základnou veličinou rezonančného obvodu je rezonančný prúd  $i_R(t)$ . Jeho maximálnu veľkosť je možné určiť vzťahom:

$$I_{RMax} = \frac{U_{Max}}{Z_R} \quad (14)$$

Ak sa za veľkosť impedancie  $Z_R$  dosadí vzťah (10) a za maximálnu hodnotu napätia vzťah (14) potom je možné maximálnu hodnotu prúdu  $I_{RMax}$  vyjadriť nasledujúcim vzťahom, v ktorom tento prúd závisí predovšetkým od veľkosti zaťaženia (keďže

rezonančné prvky sú počas prevádzky meniča fixné) a od pomeru frekvencií.

$$I_{RMax} = \frac{4U}{\pi Z_0 Q_0} \cdot \sqrt{\frac{1 + \left( Q_0 \left( 1 + \frac{C_P}{C_S} \right) \left( \frac{f_S}{f_{RO}} \right) \right)^2}{\left( 1 + \frac{C_P}{C_S} \right)^2 \cdot \left( 1 - \left( \frac{f_S}{f_{RO}} \right) \right)^2 + \frac{1}{Q_0^2} \cdot \left( \left( \frac{f_S}{f_{RO}} \right) - \left( \frac{f_{RO}}{f_S} \right) \right) \left( \frac{C_P}{C_S + C_P} \right)^2}} \quad (15)$$



Obr.7. Závislosť rezonančného prúdu  $I_{RMax}/(U/Z_0)$   
Fig.7. Dependency of the resonant current  $I_{RMax}/(U/Z_0)$

Priebehy maximálnej hodnoty rezonančného prúdu od pomernej frekvencie pri zmene pomeru kapacít  $C_P/C_S$  a činiteľa kvality  $Q$  sú na obr.7.

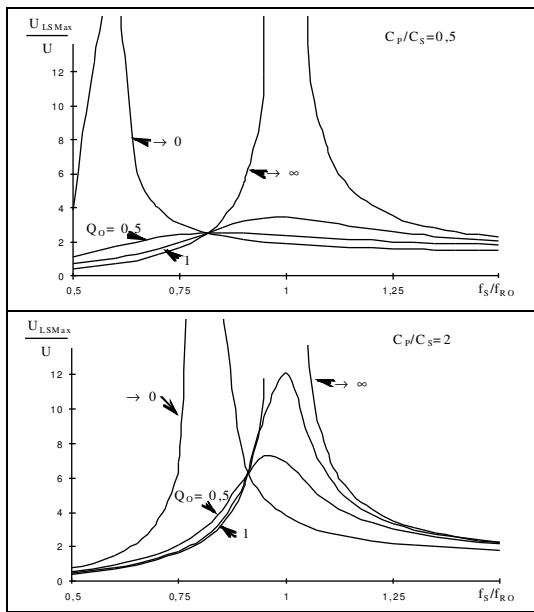
V krajných stavoch zaťaženia t.j. v stave naprázdno a v stave nakrátko dochádza pri rezonančnej frekvencii, vplyvom nulovej impedancie, k nárastu prúdu na hodnotu skratového prúdu napájacieho zdroja. Veľkosť prúdu môže pôsobiť deštruktívne nielen na spínače striedača, ale aj na jednotlivé rezonančné prvky. Maximum maxima rezonančného prúdu sa mimo krajných stavov (v stave zaťaženia) výrazne mení, pričom hodnota tohto prúdu vplyvom poklesu pomeru rezonančných kapacít naďalej výrazne klesá. Môžeme teda konštatovať, že z hľadiska návrhu meniča je najvhodnejším riešením znížiť pomer kapacít, a riadiť frekvenciu tak aby obchádzala krajné stavy rezonancií. Ak by menič mal pracovať s vyššou hodnotou pomeru kapacít malo by dôjsť k zvýšeniu spínacej frekvencie na hodnoty, pri ktorej dochádza k poklesu rezonančného prúdu.

Veľkosť prúdu  $i_R$  v rezonančnom obvode ovplyvňuje napätia na všetkých prvkoch rezonančného obvodu. Maximálna hodnota napätia na sériovej rezonančnej indukčnosti je najväčšou hodnotou napätia v rezonančnom obvode. Skladá sa z napájacieho napätia a napätí na jednotlivých kapacitách. Hodnota napätia na indukčnosti sa určí zo vzťahu:

$$U_{LSMax} = I_{RMax} 2\pi f_s L_s = \frac{4U}{\pi Q_0} \cdot \frac{f_s}{f_{RO}} \cdot \frac{1 + \left( Q_0 \left( 1 + \frac{C_p}{C_s} \right) \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) \right)^2}{\left( 1 + \frac{C_p}{C_s} \right)^2 \left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right)^2 \right)^2 + \frac{1}{Q_0^2} \left( \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) - \left( \frac{f_{RO}}{f_s} \right) \right) \left( \frac{C_p}{C_s + C_p} \right)^2} \quad (16)$$

Priebehy závislosti napätia od frekvencie a od pomeru kapacít pri premenlivej hodnote činiteľa kvality sú na obr.8.

Tieto priebehy sú, čo sa týka ich tvaru, podobné priebehom rezonančného prúdu. Veľkosť napätia násobne presahuje veľkosť napájacieho napätia. Navyše najnižšia hodnota napätia na indukčnosti v nadrezonančnej oblasti je vždy väčšia ako je napájacie napätie, pričom so zvyšujúcim pomerom kapacít  $C_p/C_s$  narastá.



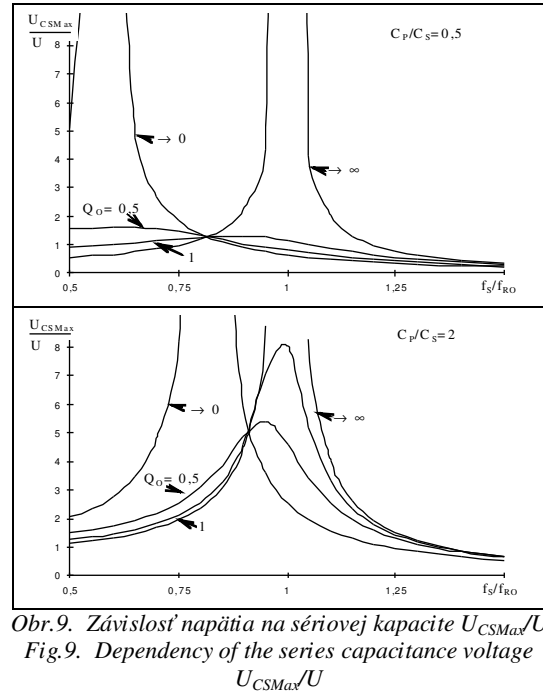
Obr.8. Závislosť napätia na rezonančnej indukčnosti  $U_{LSMax}/U$   
Fig.8. Dependency of the resonant inductance voltage  $U_{LSMax}/U$

Napätia na sériovej a paralelnej kapacite majú hodnoty oveľa menšie (ak neuvažujeme krajné záťažné stavy). Maximálnu hodnotu napätia na sériovej kapacite je možné vypočítať zo vzťahu:

$$U_{CSMax} = \frac{I_{RMax}}{2\pi f_s C_s} = \frac{4U}{\pi Q_0} \left( \frac{C_p}{C_s + C_p} \right) \left( \frac{f_{RO}}{f_s} \right) \cdot \frac{1 + \left( Q_0 \left( 1 + \frac{C_p}{C_s} \right) \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) \right)^2}{\left( 1 + \frac{C_p}{C_s} \right)^2 \left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right)^2 \right)^2 + \frac{1}{Q_0^2} \left( \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) - \left( \frac{f_{RO}}{f_s} \right) \right) \left( \frac{C_p}{C_s + C_p} \right)^2} \quad (17)$$

a napätie na paralelnej kapacite vypočítame zo vzťahu:

$$U_{CPMax} = I_{RMax} Z_p = \frac{4U}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left( 1 + \frac{C_p}{C_s} \right)^2 \left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right)^2 \right)^2 + \frac{1}{Q_0^2} \left( \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) - \left( \frac{f_{RO}}{f_s} \right) \right) \left( \frac{C_p}{C_s + C_p} \right)^2}} \quad (18)$$



Obr.9. Závislosť napätia na sériovej kapacite  $U_{CSMax}/U$   
Fig.9. Dependency of the series capacitance voltage  $U_{CSMax}/U$

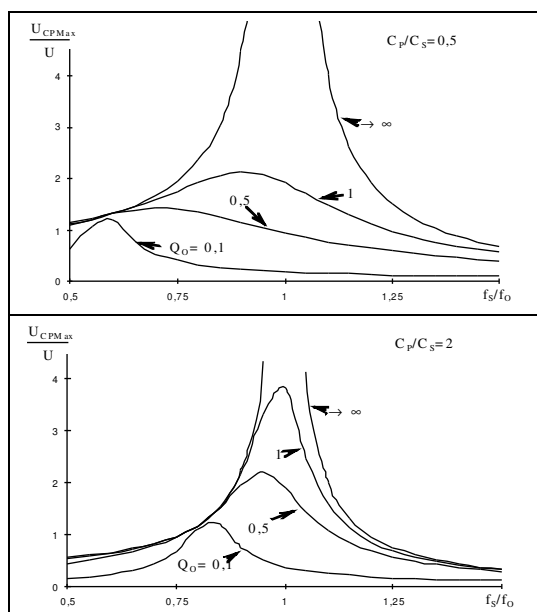
pričom  $Z_p$  predstavuje impedanciu paralelnej vetvy rezonančného obvodu t.j. paralelnej kapacity a záťažného odporu. Veľkosť impedancie je daná vzťahom:

$$Z_p = \sqrt{\frac{(R_z \cdot X_{CP}^2)^2 + (R_z^2 \cdot X_{CP})^2}{(R_z^2 + X_{CP}^2)^2}} = Z_0 \cdot Q_0 \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left( Q_0 \left( 1 + \frac{C_p}{C_s} \right) \left( \frac{f_s}{f_{RO}} \right) \right)^2}} \quad (19)$$

Priebehy maximálnej hodnoty napätia na sériovej a paralelnej kapacite sú zobrazené na obr.9 a obr.10. Priebehy napätia na sériovej kapacite sú opäť podobné priebehom na obr.7 a obr.8, takže pre návrh sériovej kapacity platia podobné zásady ako pri návrhu rezonančnej indukčnosti.

Priebehy napätia na paralelnej kapacite sa však správajú trochu inak. V stave naprázdno môže hodnota napätia pri rezonančnej frekvencii dosiahnuť nekonečne veľké hodnoty, podobne ako to bolo pri napätíach na predchádzajúcich prvkoch, avšak znížením zaťaženia (poklesom  $Q_0$ ) dochádza k postupnému poklesu napätia až na nulu. V stave nakrátko teda napätie na kapacite  $C_p$  dosahuje nulovú hodnotu aj pri rezonančnej frekvencii. Pri malom pomere ( $C_p/C_s < 1$ ) sa v nadrezonančnej oblasti dosahujú väčšie hodnoty napätia ako pri veľkom pomere. Zvyšovaním podielu  $C_p/C_s$  sa zužuje pásmo vysokých napätí (t.j. napätí násobne vyšších ako je napájacie napätie). Zvýšením tohto pomeru teda obmedzíme

nebezpečenstvo vzniku vysokých napätí a zníži me rozsah pracovných frekvencií - v blízkosti hraničnej frekvencií vyvolaná malá zmena  $f_s/f_{RO}$  znamená veľkú zmenu napätia  $U_{CPMax}$  [2].



Obr.10. Závislosť napätia na paralelnej kapacite  $U_{CPMax}/U$

Fig.10. Dependency of the parallel capacitance voltage  $U_{CPMax}/U$

### 3. ZÁVER

Ak by sme teda mali zhrnúť poznatky z analýzy stavov sériovo-paralelného meniča pracujúceho v nadrezonančnej oblasti, môžeme konštatovať, že je nutné hľadať kompromis medzi pomerom kapacít a veľkosťou a rozsahom spínacej frekvencie. Rozdiel medzi minimálnou a maximálnou hodnotou spínacej frekvencie by nemal byť príliš veľký z dôvodu návrhu predovšetkým magnetických prvkov meniča. Ak má konštruktér zadané konkrétne parametre meniča, môže využiť jednotlivé priebehy a vzťahy pre optimálny návrh jednotlivých súčiastok meniča.

#### Pod'akovanie

Táto práca bola podporená grantovým projektom VEGA č. 1/2178/05.

### REFERENCES

- [1] CHÉRON, Y.: Soft Commutation, Chapman and Hall, London, 1992.
- [2] DZURKO, P.: Nepriamy jednosmerný menič s vysokofrekvenčným striedačom pre oblúkové zváranie, Dizertačná práca, TU Košice, 2005.
- [3] DUDRIK, J., DZURKO, P.: Rezonančné meniče pre oblúkové. Elektro č. 7-8, Roč. 8, 1998, s. 8-11.
- [4] DUDRIK, J., DZURKO, P.: Series-Parallel Resonant DC-to-DC Converter for Arc Welding, Proc. of the Conf. PEMC'98, Prague, September 1998, Volume 7, pp. 16-20
- [5] DUDRIK, J., DZURKO, P., VIŠNYI, P.: Behavior of Arc Welder with High Frequency LCC Resonant Converter. Proc. of the Int. Conf. on EPE-PEMC 2000, Vol. 4, 2000, Košice, pp. 102-106.
- [6] FEŇO, I., JADROŇ, E., ŠPÁNIK, P.: Using Partial Series Resonant Converter in Heavy Duty Welder. ELEKTRO'2001 Proc., section - Electrical Engineering. Žilina 2001, str.76 – 81
- [7] HAMAR, J., NAGY, I.: New Topologies of a Resonant DC-DC Converter Family, In: ELECTROMOTION'2001, Bologna, Italy, 19-20 June, Vol. 1, pp. 109-114.
- [8] NAGY, I.: Study of a Quasi-Resonant Converter with Symmetrical Components, Periodica Polytechnica, Hungary, 1990, Vol. 34. No. 1-2. pp. 3-32.
- [9] CHLEBIŠ, P.: Střídač s kvazirezonančným meziobvodom. In: EPVE'99, 21.-22.září 1999, Brno, str. 92-97
- [10] DUDRIK, J., DZURKO, P., VIŠNYI, P.: Resonant Converter for Arc Welding Using Microcomputer Control. Journal of Electrical Engineering 7-8, Vol. 50, 1999, pp. 229-232.
- [11] DZURKO, P., DUDRIK, J.: Zero-Current Switching Half Bridge Resonant Converter for Current Sources. Proc. of the Int. Conf. on Electrical Drives and Power Electronics, 1999, High Tatras, pp. 403-407.