

بررسی عملکرد کوره القایی ذوب بر اساس طراحی بهینه خازن در مدار اینورتر رزونانس موازی

رحمت‌الله هوشمند^{۱*}، آرش کیومرثی^۲، مریم محبی‌زاده^۳

۱- دانشیار مهندسی برق، دانشگاه اصفهان

۲- استادیار مهندسی برق، دانشگاه اصفهان

۳- کارشناسی ارشد مهندسی برق، دانشگاه اصفهان

*اصفهان، کدپستی ۸۱۷۴۶-۷۳۴۴۱

Hooshmand_r@eng.ui.ac.ir

(دریافت مقاله: فروردین ۱۳۸۶، پذیرش مقاله: اردیبهشت ۱۳۸۷)

چکیده- کوره القایی یکی از ابزارهای گرمایش بدون تماس مواد است. در این کوره‌ها از جریان با فرکانس بالا برای گرم کردن مواد هادی الکتریکی استفاده می‌شود. از آنجا که این روش بدون تماس است، لذا باعث آلودگی یا ایجاد ناخالصی در بار نمی‌شود. در طراحی سیستم اینورتر رزونانس موازی برای تغذیه کوره‌های القایی، انتخاب مناسب خازن برای مدار رزونانس بسیار مهم است. انتخاب این خازن بر فرکانس رزونانس، توان خروجی، ضریب قدرت، ضریب کیفیت و کارایی کوره اثر دارد. در این مقاله علاوه بر مدل‌سازی دقیق اینورتر و یکسوساز، روش مناسبی برای انتخاب مقدار بهینه خازن ارائه می‌شود؛ به گونه‌ای که علی‌رغم محدودیت ولتاژ اجباری موجود، بیشینه توان خروجی کوره و حداقل تلف شده در خازن حاصل شود. همچنین نقش مقاومت معادل سری خازن در انتخاب خازن بررسی می‌شود. در نهایت برای اجرای الگوریتم پیشنهادی، با تعیین خازن بهینه برای کوره ذوب، مدل کامل کوره و سیستم تغذیه آن شبیه‌سازی و اثر مقدار خازن پیشنهادی ارزیابی می‌شود.

کلید واژگان: کوره القایی ذوب، اینورتر رزونانس، مدل‌سازی، طراحی بهینه خازن رزونانس.

۱- مقدمه

دیگر، برای کارکرد بهینه کوره باید ظرفیت بانک خازنی به‌کمک بهینه‌سازی تعیین شود [۱، ۳، ۹-۱۰، ۱۵-۱۶، ۱۸-۱۹]. در بعضی موارد، با توجه به عمق نفوذ دلخواه، فرکانس ثابتی انتخاب شده و مقدار خازن تعیین می‌شود [۱، ۵]. البته در کوره‌های ذوب یا کوره‌های با هدف گرم کردن قطعات عبورکننده، انتخاب خازن را می‌توان بر اساس توان رسیده به بار و توان تلف شده در خازن انجام داد [۵، ۹]. از طرف دیگر لازم است مدل دقیقی از سیستم تغذیه کوره تهیه شود تا طراحی بانک خازنی با دقت کافی همراه باشد.

کوره‌های القایی به سبب کارایی گرمایی خوب، سرعت تولید زیاد، محیط کار تمیز و آلوده نکردن قطعه کار در صنایع فلزی برای ذوب و گرم کردن (به‌منظور شکلدهی فلزها) به‌طور گسترده‌ای به‌کار می‌روند. در زمینه مدل‌سازی کوره‌های القایی تحقیقات زیادی انجام شده است [۱] - [۱۹]. یکی از مسایل مهم در این کوره‌ها تعیین مدل دقیقی برای کویل و بار کوره است. هر کوره بسته به نوع تغذیه و کاربرد آن، به روش خاصی مدل‌سازی می‌شود. از طرف

البته در بیشتر مراجع، از مدل تونن منبع تغذیه استفاده شده که این تقریب در مدل‌سازی، باعث کاهش دقت بررسی عملکرد کوره و طراحی در بانک خازنی می‌شود [۱، ۷-۱۲، ۱۵، ۱۸].

در این مقاله، اولاً یک مدار معادل کوره القایی و بار آن برای کوره ذوب ارائه می‌شود. در این مدل، به‌جای کوئل کوره و بار آن، از اندوکتانس معادل همراه با مقاومت سری استفاده شده و به‌جای بانک خازنی از خازن ایدئال با مقاومت معادل سری استفاده می‌شود. ثانیاً به‌منظور افزایش دقت در طراحی خازن بهینه، از مدار معادل کامل سیستم تغذیه (شامل سیستم اینورتر و یکسوساز) نیز در شبیه‌سازی استفاده شده است.

در این مقاله، کوره ذوب با توان 250 kW مد نظر است که در کارخانه ریخته‌گری مذاب‌ساز واقع در شهرک صنعتی اشتهر جان قرار دارد و در حال حاضر مشکل جذب توان در دمای بالاتر از 1200°C دارد. نتایج شبیه‌سازی، شرایط لازم برای کارکرد بهینه کوره را مشخص می‌سازد.

۲- سیستم کوره القایی

بلوک دیاگرام کوره القایی رزونانس موازی نوعی در شکل ۱ نشان داده شده است. در این مدل، یکسوکننده کنترل شده فاز همراه با سلف واسط، یک منبع جریان dc ثابت را ایجاد می‌کند. پل اینورتر شامل چهار تریتور و یک مدار رزونانس موازی متشکل از بانک خازنی و کوئل کوره است. تریتورها به‌وسیله جریان متناوب مدار رزونانس کموتاسیون می‌کنند و لذا به آنها اینورتر کموتاسیون بار می‌گویند [۱-۲، ۵-۹، ۱۷-۱۹].

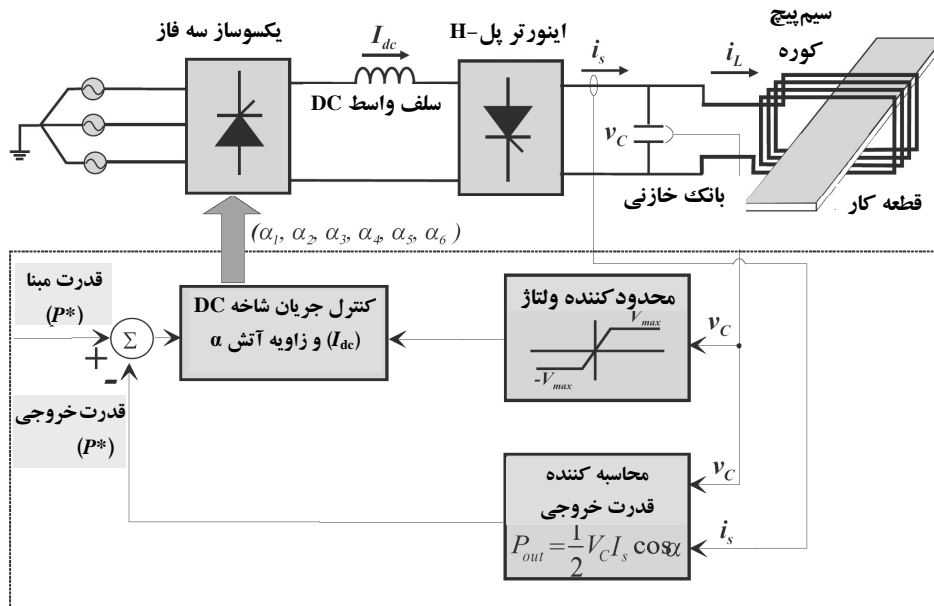
خازن همراه با اندوکتانس کوئل، یک بار نوسانگر برای اینورتر ایجاد می‌کند که البته در فرکانس رزونانس، وظیفه جبران اندوکتانس کوئل را هم بر عهده دارد. بلوک‌های کنترلی شامل آشکارسازهای ولتاژ و جریان، مدار تنظیم‌شونده^۱، مدار کنترل خروجی و مدارهای تولید پالس گیت است [۴، ۱۱، ۱۲، ۱۵-۱۷].

در کوره القایی با توجه به توان آن، ظرفیت بانک خازنی انتخاب می‌شود. در اینورتر رزونانس موازی، اگر فرکانس سویچینگ نزدیک به فرکانس رزونانس باشد، ولتاژ خروجی اینورتر (ولتاژ دو سرخازن) بیشترین مقدار خود را خواهد داشت. در این حالت، ضریب قدرت (PF)^۲ نزدیک به ۱ بوده و توان بیشتری نیز تولید می‌شود [۸، ۱۰]. البته باید در نظر داشت که ولتاژ دو سر خازن (V_C) باید از ولتاژ نامی بانک خازنی V_{max} همواره کوچکتر باشد. این حاشیه ولتاژ همیشه باید حفظ شود؛ زیرا کار کردن در حداکثر ولتاژ برای خازن، باعث افزایش تلفات در خازن و کاهش عمر آن می‌شود. یکی از عواملی که به‌طور مستقیم در تولید دامنه ولتاژ خازن V_C تأثیر دارد، زاویه آتش یکسوکننده است که مقدار I_{dc} را تعیین می‌کند که آن هم ولتاژ خازن و توان را تحت تأثیر قرار می‌دهد. یکی دیگر از عوامل تولید توان کوره، فرکانس رزونانس است که به ظرفیت خازن بستگی دارد. ظرفیت بانک خازنی، همه عوامل کوره القایی را تحت تأثیر قرار می‌دهد. این عوامل از قبیل فرکانس رزونانس، ضریب کیفیت، راندمان و ضریب قدرت است. بنابر این در این مقاله، روشی برای انتخاب ظرفیت بهینه خازن (C_{opt}) ارائه می‌شود که حداکثر توان خروجی و در همان حال کمترین تلفات خازن را ایجاد کند.

بدین‌منظور یک مدل کوره القایی و تغذیه آن ارائه می‌شود که در آن، به‌جای کوئل و بار کوره، از اندوکتانس و مقاومت سری استفاده می‌شود و به‌جای بانک خازنی از خازن خالص با مقاومت معادل سری استفاده می‌شود. به‌کار بردن این مدل، باعث می‌شود که توان خروجی کوره و تلفات توان در خازن را بتوان به‌عنوان تابعی از ظرفیت خازن بیان کرد. بنابر این یک مقدار بهینه خازن تحت ولتاژ اجباری با ضرایب معادلات لاگرانژ محاسبه می‌شود.

1. Tuned Circuit

2. Power Factor



شکل ۱ بلوک دیاگرام کوره القایی

۳- تحلیل سیستم

۳-۱- مدار معادل

از آنجاکه تشابه زیادی بین کوره القایی و ترانسفورماتور وجود دارد، لذا مناسب است که برای به دست آوردن مقادیر مقاومت‌ها و راکتانس‌ها، مدار معادل پسیو کویل و بار آن را به صورت R_{eq} و L_{eq} به صورت سری در نظر گرفت. برای رسیدن به این هدف، از شدت میدان مغناطیسی لازم برای تولید گرما در سطح قطعه کار و محاسبه شارهای دور زننده در قطعه کار، در فاصله هوایی و در سطح کویل استفاده شده است.

پارامترهای این مدار معادل به صورت زیر بیان می‌شود:

۱- امپدانس کل بر حسب اهم:

$$Z = (R_W + R_C) + j(X_g + X_W + X_C) \quad (1)$$

۲- مقاومت اهمی قطعه کار بر حسب اهم:

$$R_W = K(\mu_r \cdot p \cdot A_W) \quad (2)$$

۳- مقاومت اهمی کویل بر حسب اهم:

$$R_C = K \left(\frac{K_r \cdot \pi \cdot \delta_C}{\rho} \right) \quad (3)$$

۴- راکتانس فاصله هوایی بر حسب اهم:

$$X_g = K(A_g) \quad (4)$$

۵- راکتانس قطعه کار بر حسب اهم:

$$X_W = K(\mu_r \cdot q \cdot A_W) \quad (5)$$

۶- راکتانس کویل بر حسب اهم:

$$X_C = K \left(\frac{K_r \cdot \pi \cdot d_C \cdot \delta_C}{\rho} \right) \quad (6)$$

لازم است ذکر شود که ثابت K بر حسب اهم بر متر مربع به شکل زیر تعیین می‌شود:

$$K = \frac{\rho \cdot f \cdot \mu_0 \cdot N_C^2}{l_C} \quad (7)$$

در این روابط ρ و K_r و d_C ، l_C ، N_C ، δ_C ، A_g ، A_W به ترتیب سطح مقطع قطعه کار (متر مربع)، سطح مقطع فاصله هوایی (متر

که در آن:

$$Z_{ESR} = R_{ESR} = \frac{K}{C}, \quad Z_R = R_{eq}, \quad (10)$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega_s \cdot C}, \quad Z_L = j\omega_s \cdot L_{eq}$$

یکسوکنده و اینورتر پل کوره القایی به وسیله جریان مربعی شکل منبع (I_{dc}) توصیف می‌شوند. سری فوریه این جریان منبع چنین است:

$$i_s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4I_{dc}}{n\pi} \sin(n\omega_s t) \quad n = 1, 3, 5, \dots$$

لذا مؤلفه اصلی موج مربعی منبع جریان برطبق رابطه زیر به دست می‌آید:

$$i_s(t) = \frac{4}{\pi} I_{dc} \sin \omega_s t = I_s \sin \omega_s t \quad (11)$$

که در آن $I_s = \frac{4}{\pi} I_{dc}$ پیک جریان i_s است. جریانی که از R_{eq} و R_{ESR} می‌گذرد، به ترتیب با I_L و I_C نشان می‌دهیم که بیان فازوری این دو جریان چنین است:

$$I_L = \frac{V_C}{Z_L + Z_R} = \frac{Z_C + Z_{ESR}}{Z_L + Z_R + Z_C + Z_{ESR}} \cdot I_s \quad (12)$$

$$I_C = \frac{V_C}{Z_C + Z_{ESR}} = \frac{Z_L + Z_R}{Z_C + Z_{ESR} + Z_L + Z_R} \cdot I_s \quad (13)$$

در این رابطه، V_C و I_s فازروهای V_C و I_s است. بنابراین توان خروجی کوره $P_{out} = Z_t \cdot I_s$ و تلفات توان خازن P_{loss} برابر است با:

$$P_{out}(C) = \left(\frac{I_L}{\sqrt{2}} \right)^2 Z_{eq} = \frac{1}{2} \left| \frac{Z_C + Z_{ESR}}{Z_L + Z_R + Z_C + Z_{ESR}} \right|^2 I_s^2 \cdot Z_{eq}$$

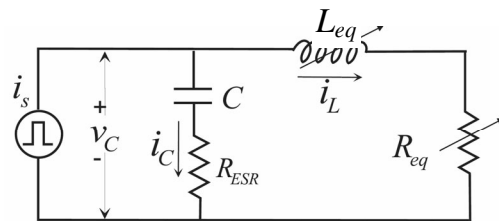
$$= \frac{4I_{dc}^2}{\pi^2} \left| \frac{\omega_s K - j}{\omega_s C \cdot (R_{eq} + \frac{K}{C}) + j(\omega_s \cdot C \cdot L_{eq} - 1)} \right|^2 R_{eq} \quad (14)$$

مربع)، عمق نفوذ جریان در کویل (متر)، تعداد دور کویل، ارتفاع کویل (متر)، قطر داخلی کویل (متر)، ضریب تصحیح کویل و مقاومت ویژه قطعه کار (اهم بر متر) است. ضریب μ قابلیت گذردهی نسبی مغناطیسی قطعه کار بوده و p و q نیز مقادیر عددی است که بر اساس عمق نفوذ (d/δ) به دست می‌آیند. با استفاده از شکل ۱ مدار معادل ساده شده برای کوره القایی و تغذیه آن در شکل ۲ نشان داده شده که پارامترهای L_{eq} و R_{eq} اندوکتانس معادل و مقاومت معادل کویل و بار کوره است که بر طبق روابط (۱) تا (۷) به دست می‌آید [۱۸]. لازم است ذکر شود که با توجه به آنکه R_{eq} و L_{eq} به شرایط بار کوره، خاک کوره و شرایط محیطی بستگی دارد، لذا در شکل مذکور، این پارامترها به صورت متغیر نشان داده شده است.

برای توصیف تلفات توان در بانک خازنی، R_{ESR} مقاومت معادل سری با خازن در نظر می‌گیریم که مقدار R_{ESR} از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$R_{ESR} = \frac{K}{C} \quad (8)$$

که K بر طبق استاندارد IEC-60252 در حدود $1,2 \times 10^{-6} \Omega \cdot F$ تا $1,5 \times 10^{-6} \Omega \cdot F$ در نظر گرفته می‌شود.



شکل ۲ مدار معادل ساده شده کوره و تغذیه آن

۳-۲- معادلات توان

یک متغیر مفید برای محاسبه توان، امپدانس نهایی دیده شده از مدار معادل منبع در شکل ۲ است که از رابطه زیر تعیین می‌شود:

$$Z_t = \frac{(Z_C + Z_{ESR}) \cdot (Z_L + Z_R)}{Z_C + Z_{ESR} + Z_L + Z_R} = \frac{(\omega_s \cdot k \cdot R_{eq} + \omega_s \cdot L_{eq}) + j(\omega_s^2 \cdot L_{eq} k - R_{eq})}{\omega_s (C \cdot R_{eq} + k) + j(\omega_s \cdot L_{eq} C - 1)} \quad (9)$$

برای خازن است که حداکثر توان خروجی و حداقل تلفات در خازن را تحت ولتاژ اجباری (بیان شده در رابطه (۱۶)) ایجاد کند. اگر تابع هدف در طراحی برابر با $P_{out} - P_{loss}$ انتخاب شود، آنگاه بیشینه این تابع به‌زای حداکثر شدن P_{out} و حداقل شدن P_{loss} است. بنابراین حداکثر $P_{out} - P_{loss}$ با در نظر گرفتن معیار $|Z_t(j\omega_0)| \times (\frac{\pi}{4} I_{dc}) \leq V_{max}$ مورد نظر است. بدین منظور ابتدا تابع ارزش $J(C)$ به‌صورت زیر تعریف می‌شود [۱۰]:

$$J(C) = P_{out} - P_{loss} + \lambda(V_{max} - |Z_t(j\omega_0)| \cdot \frac{\pi}{4} I_{dc})$$

که در این رابطه، $\lambda \geq 0$ ضریب لاگرانژ است. برای تعیین مقدار بیشینه $J(C)$ باید $\frac{\partial J}{\partial C} = 0$ شود؛ لذا:

$$\frac{\partial J}{\partial C} = 0 \Rightarrow \lambda(V_{max} - |Z_t(j\omega_0)| \cdot \frac{\pi}{4} I_{dc}) = 0 \quad (17)$$

با حل این معادله، مقدار بهینه خازن C_{opt} به‌دست می‌آید.

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، ابتدا به ارائه مدل کامل تغذیه کوره می‌پردازیم. سپس با ارائه نتایج شبیه‌سازی مدل، نتایج به‌دست آمده تحلیل و ارزیابی می‌شود.

۱-۵- مدل شبیه‌سازی

در راستای مدل‌سازی سیستم و طراحی بهینه بانک خازنی از کوره ذوب نمونه‌ای استفاده می‌شود که ابعاد آن به‌شرح ذیل است:

$$N_C = 25 \text{ turns} \quad \text{تعداد دور کویل}$$

$$l_C = 40 \text{ cm} \quad \text{طول (ارتفاع) کویل}$$

$$d_w = 34 \text{ cm} \quad \text{قطر قطعه کار}$$

$$d_c = 44 \text{ cm} \quad \text{قطر داخلی کویل}$$

$$f = 1250 \text{ Hz} \quad \text{فرکانس کار}$$

$$k_T = 1/5 \quad \text{ضریب تصحیح}$$

$$P_{loss}(C) = \left(\frac{I_C}{\sqrt{2}}\right)^2 Z_{ESR} = \frac{1}{2} \left| \frac{Z_L + Z_R}{Z_L + Z_R + Z_C + Z_{ESR}} \right|^2 I_s^2 \cdot Z_{ESR} \quad (15)$$

$$= \frac{\lambda I_{dc}^2}{\pi^2} \left| \frac{\omega_s C \cdot (R_{eq} + j\omega_s L_{eq})}{\omega_s C \cdot (R_{eq} + \frac{K}{C}) + j(\omega_s^* \cdot C \cdot L_{eq} - 1)} \right|^2 \frac{K}{C}$$

این رابطه نشان می‌دهد که P_{out} و P_{loss} توابعی از خازن C هستند؛ زیرا همه پارامترها به‌جز خازن در معادلات (۱۴) و (۱۵) معلوم هستند. لازم است ذکر شود که فرکانس سویچ‌زنی اینورتر (ω_s) باید از فرکانس رزونانس LC بار، بیشتر باشد تا کموتاسیون تریستورها تضمین شود و اندوکتانس دیده شده از اینورتر، خازنی باشد. این موضوع، شرط لازم برای تطبیق امپدانس بین اینورتر و یکسوساز است. لذا با توجه به پیش‌فازی جریان در خازن (نسبت به ولتاژ آن)، لحظه سویچ‌زنی باید قبل از صفر شدن ولتاژ دو سر کویل باشد. به این منظور مناسب است $\omega_s = 1/100$ در نظر گرفته شود که $\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$ است [۱۸، ۱۵، ۱۰، ۱].

۴- تعیین ظرفیت خازن بهینه برای بیشینه توان خروجی و کمینه تلفات توان در خازن

برای داشتن حداکثر توان خروجی، لازم است ولتاژ دو سر کویل در حالت حداکثر باشد. این نکته به‌معنای ایجاد ولتاژی بزرگ در دو سر خازن است. از طرفی یک ولتاژ اجباری روی خازن وجود دارد که ناشی از محدودیت ولتاژ نامی بانک خازنی است. بر این اساس، مقدار این ولتاژ بر اساس مدار معادل شکل ۲ برابر است با:

$$V_C = |Z_t(j\omega_s)| \cdot I_s = |Z_t| \cdot \frac{\pi}{4} I_{dc} \leq V_{max} \quad (16)$$

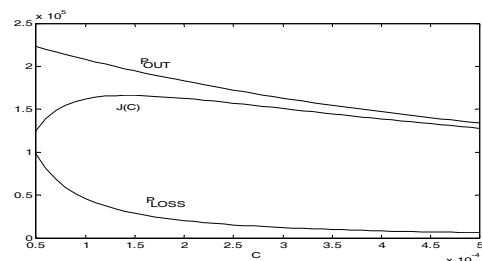
در این رابطه، V_{max} ولتاژ نامی بانک خازنی و Z_t امپدانس نهایی دیده شده از منبع است. همچنین مقدار $|Z_t(j\omega_s)| = |Z_t(j1/100)|$ نیز به ظرفیت بانک خازنی (C) بستگی دارد. در اینجا هدف، به‌دست آوردن مقدار بهینه‌ای

با توجه به اینکه در این کوره، افزایش دما از 1000°C تا 1300°C ، بیشترین مصرف توان را دارد، لذا فقط به بررسی در این محدوده دمایی (بعد از نقطه کوری) می‌پردازیم. بار این کوره از جنس فولاد است. لذا داریم:

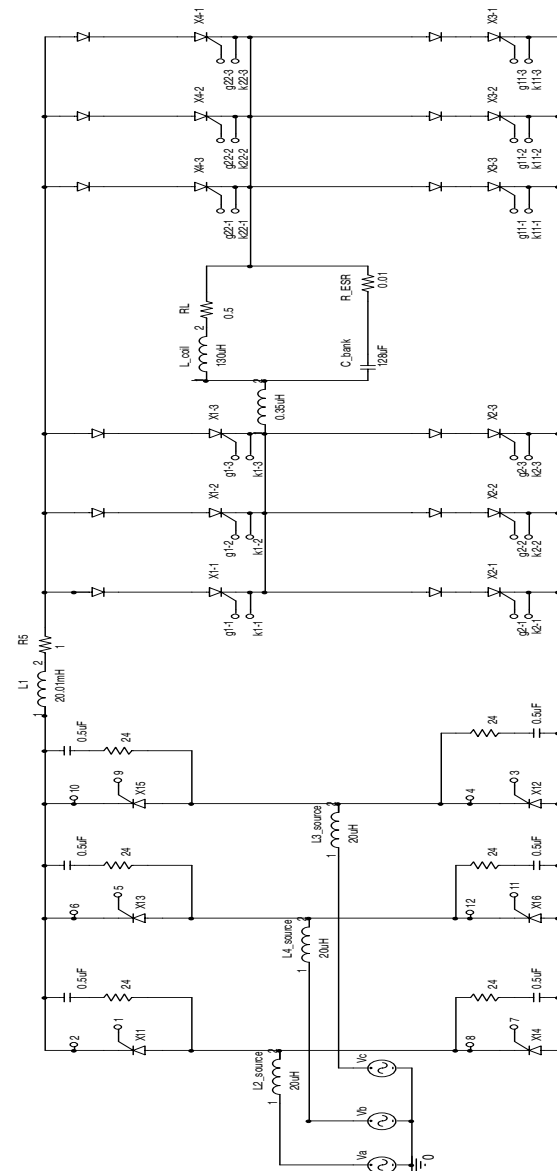
$$\rho_w = 117 \times 10^{-8} \text{ } \Omega\cdot\text{m}$$

$$\mu_w = 1$$

بنابراین کوره مورد نظر با R_{eq} و L_{eq} سری با برابر 0.75Ω و $130\mu\text{H}$ مدل‌سازی می‌شود. پارامترهای کوره: $V_{max} = 1700\text{V}$ ، $R_{eq} = 0.753\Omega$ ، $L_{eq} = 130\mu\text{H}$ و $I_S = 500\text{A}$ و ضریب ثابت $K = 1.733 \times 10^{-6} \Omega\cdot\text{F}$ در نظر گرفته می‌شود. شکل ۳ نمودارهای P_{out} ، P_{loss} و J (تابع ارزش) را بر حسب تغییرات ظرفیت بانک خازنی (C) نشان می‌دهد. همان‌گونه که از این شکل مشخص می‌شود، ظرفیت بانک خازنی $C_{Bank} = 128\mu\text{F}$ انتخاب بهینه است. البته با این انتخاب بهینه، حداکثر توان خروجی مهیا نمی‌شود اما میزان کاهش تلفات بانک خازنی به حدی است که بازده کل سیستم را بهبود می‌بخشد. از طرف دیگر، کاهش توان تلفاتی در خازن، سبب تقلیل افزایش دمای کارکرد خازن شده و در نتیجه، عمر خازن افزایش می‌یابد. از طرفی، ملحوظ کردن حاشیه ولتاژ کارکرد خازن و ولتاژ نامی آن، باعث افزایش عمر بانک خازنی می‌شود.



شکل ۳ نمودارهای توان خروجی (P_{out})، توان تلفاتی (P_{loss}) در خازن و تابع ارزش $J(C)$ بر حسب تغییرات خازن شکل ۴ مدار کامل تغذیه کوره مورد نظر را نشان می‌دهد. این مدار شامل ورودی سه فاز 100V با اتصال ستاره با فرکانس



شکل ۴ مدار کامل کوره و منبع تغذیه آن (یکسوساز، سلف بزرگ واسط، اینورتر و مدل کوره)

ج) در نظر گرفتن زمان دلخواه برای ایجاد جریان تقریباً ثابت برای تغذیه اینورتر [۱۸، ۱۹].
اگر چه شروع به کار اینورتر و رسیدن به حالت دائم و پایدار برای جریان سلف، توسط مدارهای استارتر انجام می شود اما مقدار این سلف، تعیین کننده مدت زمان گذرای مدار است. هر چه این سلف، مقدار بزرگتری داشته باشد، زمان لازم برای رسیدن جریان تغذیه کننده اینورتر به مقدار نهایی خود، طولانی تر می شود. این سبب طولانی شدن زمان گذرا می شود [۱۵، ۱۶].

۲-۵- بررسی و تحلیل نتایج شبیه سازی

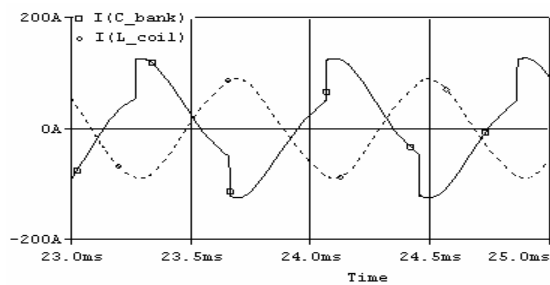
شکل ۵ نتایج شبیه سازی عملکرد این کوره را نشان می دهد. شکل ۵ تحلیل مدار در مدت ۲۵msec و رسیدن به حالت پایدار را نشان می دهد. شکل ۵-الف جریان گذرنده از سلف واسط و ولتاژ دو سر بانک خازنی را نمایش می دهد. شکل ۵-ب جریان بانک خازنی و جریان عبورکننده از کوئل کوره را نشان می دهد. شکل ۵-ج ولتاژ دو سر کوره را همراه با ولتاژ ورودی اینورتر در مدت ۲۵msec نشان می دهد. این ولتاژ از این نظر که در زمانهایی دارای مقدار منفی است، در حالی که جریان ورودی اینورتر مثبت است (یعنی اینورتر به شبکه توان برمی گرداند) حائز اهمیت است. شکل ۶ قسمت پایدار تحلیل را با بزرگنمایی بیشتر نشان می دهد تا شکل موجها با دقت بالاتری قابل پیگیری باشند. شکل ۶-الف، جریان گذرنده از کوئل و جریان بانک خازنی را نشان می دهد. در شکل ۶-ب ولتاژ دو سر بانک خازنی و ولتاژ ورودی اینورتر نشان داده شده است و شکل ۶-ج جریان و ولتاژ کوره را نشان می دهد. از آنجاکه در یکسوکننده و اینورتر، عمل کلیدزنی اتفاق می افتد، جریانی که از هر یک از فازهای منبع، کشیده می شود دارای هارمونیکهای بزرگی است. با قرار دادن یک سلف در ورودی هر فاز و استفاده از مدارهای اسنابر برای تریستورها می توان تا حدی شدت این هارمونیکها را کاهش داد. شکل ۷-الف، جریان کشیده شده از فاز C و جریان گذرنده از

در مدار اینورتر از ۱۲ تریستور X_1 (شامل X_{1-1} تا X_{1-3}) تا X_4 (شامل X_{4-1} تا X_{4-3}) استفاده شده است. هر نیم ساق این اینورتر شامل سه شاخه موازی است که هر شاخه از یک تریستور و یک دیود سری تشکیل شده است. برای عبور جریان زیاد از اینورتر، به تریستورهای جریان بالا نیاز داریم یا می توانیم تریستورهای مشابه با جریان کمتر را موازی کنیم. در این مدار از روش دوم برای افزایش توان جریان دهی استفاده شده است. از طرفی برای افزایش تحمل ولتاژ معکوس دو سر تریستورها و قدرت سدکنندگی ولتاژ مستقیم، از تریستورهای سری استفاده می شود. البته در این مدار از یک تریستور سری با یک دیود استفاده شده است. این ترکیب اگر چه تحمل ولتاژ معکوس را افزایش می دهد اما باعث افزایش قدرت سدکنندگی ولتاژ مستقیم نمی شود. ما در شبیه سازی از ترکیب تریستور سری با دیود استفاده می کنیم تا جریان توسط دیود قطع شود تا این باعث قطع شدن تریستور شود.

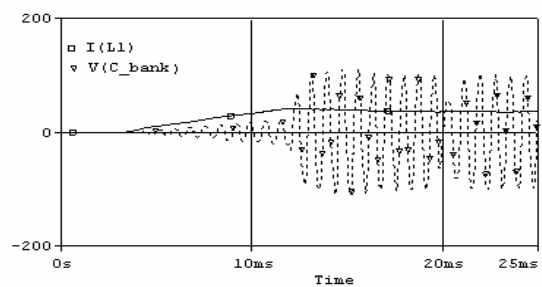
همچنین در این مدار، از مدار RL سری برای مدل سازی کوره و خازن سری با مقاومت برای مدل سازی بانک خازنی استفاده می شود که این مقادیر برابر $R_L = 0.05 \Omega$ و $R_{ESR} = 0.01 \Omega$ بوده و مقادیر C و R نیز برابر $L_{coil} = 130 \mu H$ و $C_{Bank} = 128 \mu F$ در نظر گرفته شده اند.

لازم است ذکر شود که در شکل ۴، سلف واسط، یک سلف بزرگ (۲۵mH-۱۰) است که برای جذب جهشهای جریان به کار می رود. به عبارت دیگر این سلف مانند مبدل منبع ولتاژ ثابت به منبع جریان ثابت عمل می کند که جریان تقریباً ثابتی را برای اینورتر در طول کموتاسیون بار ایجاد می کند. معیار طراحی مقدار این سلف بر اساس سه پارامتر زیر طراحی می شود:

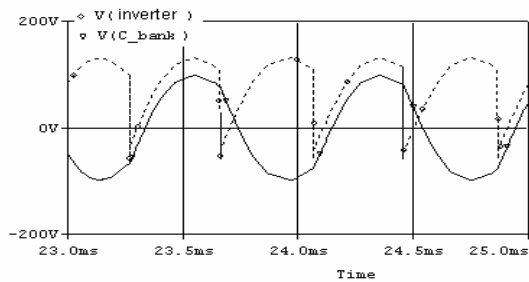
الف) حداکثر جریان قابل تحمل تریستورهای اینورتر در زمان اتصال کوتاه ساقهای اینورتر به علت کموتاسیون؛
ب) حداکثر تحمل di/dt تریستورهای اینورتر در زمان سویچ زنی اینورتر؛



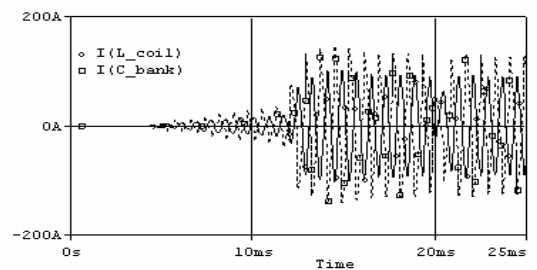
(الف)



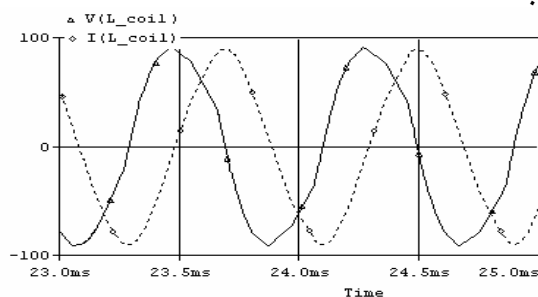
(الف)



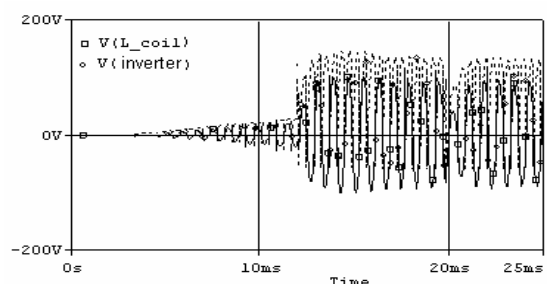
(ب)



(ب)



(ج)



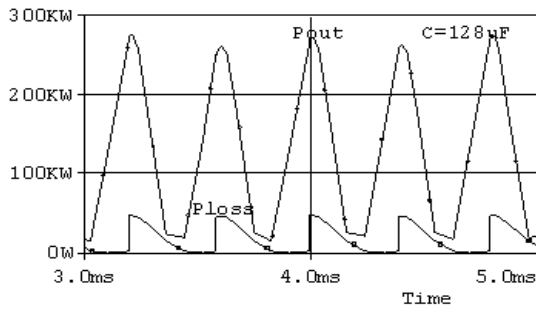
(ج)

شکل ۶ مشخصات کویل و بانک خازنی؛ (الف) جریان کویل و جریان بانک خازنی؛ (ب) ولتاژ بانک خازنی و ولتاژ ورودی اینورتر؛ (ج) جریان کویل و ولتاژ آن

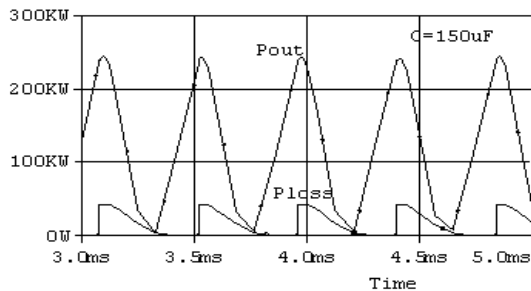
شکل ۵ تحلیل مدار تا زمان ۲۵msec برای مشاهده رسیدن به پایداری؛ (الف) ولتاژ خازن و جریان سلف واسط؛ (ب) جریانهای کویل کوره و بانک خازنی؛ (ج) ولتاژهای دو سر کویل و ورودی اینورتر

شکل ۸ توان خروجی کوره و توان تلفاتی در خازن را برای کوره مشخص شده در شکل ۴ برای دو ظرفیت بهینه و فعلی خازن نشان می‌دهد. شکل ۸-الف، تغییرات P_{out} و P_{loss} را با خازن بهینه $C_{Bank}=C_{opt}=128\mu F$ مشخص می‌کند و شکل ۸-ب نیز همین نمودارها را برای حالت فعلی کوره با خازن $C_{Bank}=150\mu F$ نشان می‌دهد.

سلف واسط را نشان می‌دهد. جریان فاز C در حوزه فرکانس در شکل ۷-ب نشان داده شده است. مطابق آنچه انتظار داشتیم در فرکانس ۵۰Hz، مؤلفه اصلی، بیشترین دامنه را دارد و هارمونیک‌های پنجم و هفتم (فرکانس‌های ۲۵۰Hz و ۳۵۰Hz) نیز در این جریان، بزرگ و قابل توجه است. مجموع دامنه این دو هارمونیک، تقریباً یک چهارم مؤلفه اصلی است که سبب ایجاد اعوجاج هارمونیک کل به مقدار ۲۷٪ می‌شود.



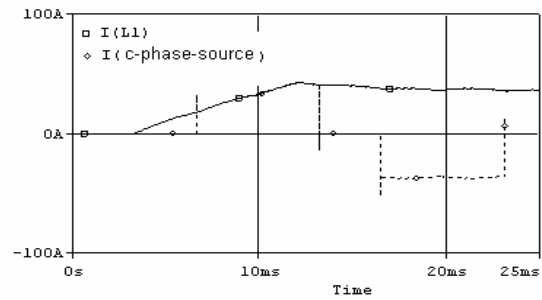
(الف)



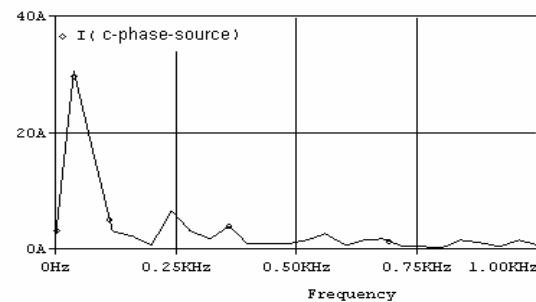
(ب)

شکل ۸ توان خروجی و توان تلف شده در خازن برای
 (الف) $C=128\mu F$; (ب) $C=150\mu F$

شکل ۹ توان خروجی P_{out} ، توان تلف شده در خازن P_{loss} و تابع ارزش $J(C)$ را بر حسب R_{eq} و C نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل ۹-الف- که نمودار P_{out} است - در کمترین مقدار C بیشترین P_{out} را داریم؛ زیرا مقدار کوچک خازن باعث افزایش فرکانس رزونانس و فرکانس سویچینگ می‌شود و در نتیجه توان رسیده به بار افزایش می‌یابد؛ لذا افزایش ظرفیت خازن باعث کاهش فرکانس و در نتیجه کاهش P_{out} می‌شود. اکنون اگر ظرفیت بانک خازنی ثابت باشد، وقتی امپدانس بار (R_{eq}) برابر با کل امپدانس دیده شده از دو سر بار (R_T) باشد (یا به بیان دیگر امپدانس بار با امپدانس دیده شده از دو سر بار تطبیق داشته باشد $(Z_T = Z_L^*)$)، بیشترین توان خروجی را خواهیم داشت. در غیر این صورت، با تغییر ظرفیت بانک خازنی از آن نقطه، مقدار P_{out} نیز کاهش پیدا می‌کند.



(الف)



(ب)

شکل ۷ جریان فاز C کشیده شده توسط مدار تغذیه کوره؛
 (الف) در حوزه زمان؛ (ب) در حوزه فرکانس

با مقایسه نمودارهای شکل‌های ۸-الف و ۸-ب، تحلیل‌های قبلی در شکل ۳ تأیید می‌شود. همان‌طور که از تغییرات P_{out} و P_{loss} ارائه شده در شکل ۸ مشاهده می‌شود، کاهش خازن از $150\mu F$ به $128\mu F$ باعث افزایش P_{out} و P_{loss} می‌شود اما میزان افزایش P_{out} نسبت به افزایش P_{loss} چشمگیرتر خواهد بود. لذا با این انتخاب بهینه، میزان توان دریافتی توسط کوره در این بازه دمایی افزایش می‌یابد. در نهایت می‌توان گفت که با این انتخاب، تابع ارزش دارای مقدار بیشتری خواهد بود.

همان‌گونه که قبلاً نیز گفته شد، مقادیر R_{eq} و L_{eq} پارامترهای متغیری هستند که به شرایط بار کوره بستگی دارند. لذا در ادامه شبیه‌سازی، با فرض ثابت بودن L_{eq} و متغیر بودن R_{eq} (مقاومت بار) در محدوده 0.1Ω تا 4Ω ، انتخاب خازن بهینه انجام می‌شود. در این انتخاب از پارامترهای قبلی استفاده شده است.

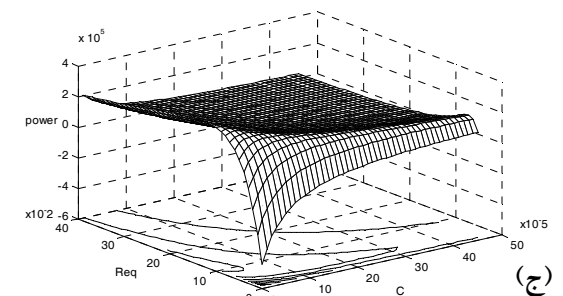
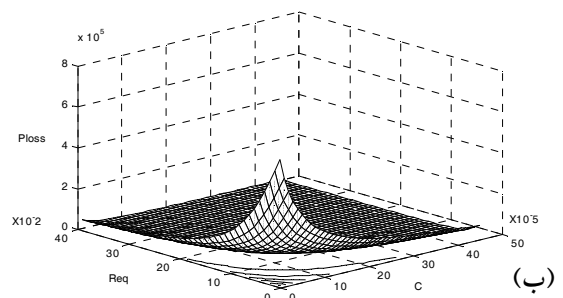
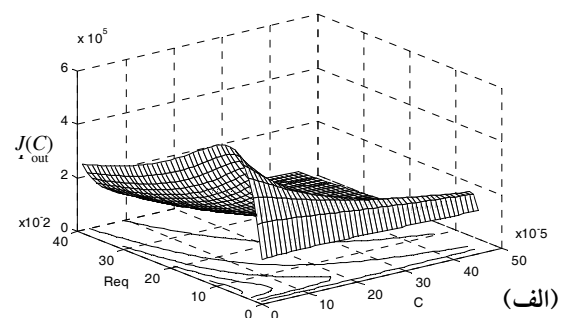
ثابت بودن C ، افزایش R_{eq} سبب کاهش ضریب کیفیت می‌شود که کاهش Q نیز باعث کاهش شدت تشدید و کاهش جریانها از جمله I_C (جریان عبوری از خازن) می‌شود و در نتیجه P_{loss} نیز کاهش می‌یابد. شکل ۹-ج تابع ارزش $J(C)$ را نشان می‌دهد. همانطور که انتظار داریم در یک مقدار نه چندان کوچک C و یک مقدار تطبیق شده برای R_{eq} ، حداکثر مقدار تابع ارزش را خواهیم داشت. برای هر کوره، طراحی بهینه خازن برای حالتی که توان به بار نمی‌رسد یا برای زمانی که دما تا حد دلخواه افزایش پیدا نمی‌کند، انجام شده و حالت بهینه برای آن نقطه به دست می‌آید.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، مدار معادل مناسبی برای کوره‌های القایی ذوب پیشنهاد شده که در آن، مدل‌سازی کوره و سیستم تغذیه آن به شکل دقیقی انجام شده است. سپس برای این مدل روشی برای انتخاب بهینه خازن و فرکانس پیشنهاد شده است. در این راستا حاشیه ولتاژ مناسب برای خازن، حداکثر توان خروجی و ضریب قدرت بالا مدنظر است. این انتخاب بهینه، سبب افزایش عمر بانک خازنی و بیشینه شدن توان خروجی می‌شود. در اینجا سعی شده تا مدار کامل تغذیه کوره (از برق شهر تا کوره) به شکل دقیقی مدل‌سازی و شبیه‌سازی‌ها بر روی کوره القایی ذوب واقعی انجام شود. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد مناسب کوره را با توجه به انتخاب بهینه خازن در حداکثر شدن توان ارسالی به بار کوره و حداقل شدن تلفات خازن نشان می‌دهد.

۷- تقدیر و تشکر

در پایان مؤلفان سپاس خود را از آقایان دکتر بهزاد میرزاییان و مهندس محمد محبی‌زاده به خاطر ارائه نظرات



شکل ۹ الف) تغییرات P_{out} بر اساس تغییرات C و R_{eq} ؛
 ب) تغییرات P_{loss} بر اساس تغییرات C و R_{eq} ؛
 ج) تغییرات تابع ارزش $J(C)$ بر اساس تغییرات C و R_{eq}

شکل ۹-ب توان تلف شده در خازن P_{loss} را نشان می‌دهد. در کمترین مقدار خازن، اگر چه بیشترین P_{out} را داریم اما به سبب همان افزایش فرکانس، بیشترین تلفات در خازن را نیز داریم. بنابر این خازن کوچک (فرکانس بسیار بالا) مطلوب نیست، زیرا علاوه بر تلفات زیاد بانک خازنی، افزایش فرکانس نیز باعث افزایش اثر پوسته‌ای و کاهش عمق نفوذ می‌شود که اقتصادی نیست. با فرض

- Trans. on Magnetics, Vol. 37, No. 5, 2001, pp. 3719-3723.
- [7] Lee D. Y., Hyun D. S.; "Hybrid Control Scheme of Active-clamped Class E Inverter with Induction Heating Jar for High Power Applications", IEE Proc.-Electr. Power Application, Vol. 151, No. 6, 2004, pp. 704-711.
- [8] Dawson F. P., Jain P.; "A Comparison of Load Commutated Inverter System for Induction Heating and Melting Applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, 1991, pp. 430-441.
- [9] Power Quality for Induction Melting in Metals Production, Electric Power Research Institute (EPRI), in World Wide Web, <http://www.EPRI.org>, 2002.
- [10] Lee J., Lim S. K., Nam K. H., Choi D.; "An Optimal Selection of Induction Heater Capacitance Considering Dissipation Loss caused by ESR", IEEE APEC 04, Vol. 3, 2004, pp. 1858-1863.
- [11] Bonert R., Lavers J. D.; "Simple Starting Scheme for a Parallel Resonance Inverter for Induction Heating", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 3, 1994, pp. 281-287.
- [12] Jain P., Espinoza J., Dewan S. h.; "Self Started Voltage Source Series Resonant
- مفید اعلام می‌دارند. همچنین لازم است از شرکت مهندسی خادم و کارخانه مذاب‌ساز که اطلاعات فنی و نقشه‌های کوره را در اختیار قرار دادند قدردانی کنیم.
- ### ۸- منابع
- [۱] فتوحی اردکانی محمدحسین؛ بررسی مبدل‌های DC به AC از نوع کموتاسیون بار؛ انتشارات دانشگاه شیراز، ۱۳۷۳.
- [۲] رشید محمد؛ الکترونیک قدرت؛ ترجمه سید ابراهیم افجه‌ای و مجید مهاجر؛ نشر نوپردازان، ۱۳۸۰.
- [3] Gang L. J., Yan-ru Z., Miao Z.; "Study on a New Method of Voltage-Source Induction Heating Load-Matched", 5th International Conference on Power Electronics and Motion Control, CES/IEEE, Vol. 1, 2006, pp. 1-5.
- [4] Burdío J. M., Barragán L. A., Monterde F., Navarro D.; "Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverters", IEEE Trans. on Power Electronics; Vol. 19, No. 2, 2004, pp. 461-470.
- [5] Semiatin S. L., Stutz D. E.; Induction Heat Treatment of Steel, American society for Metals, 1996.
- [6] Janne N., Jarmo P.; "A Simplified FEM Based Calculation Model for 3-D Induction Heating Problems Using Surface Impedance Formulations", IEEE

- Capacitor Lossless Inductor ZCS Snubber-Assisted Series Load Resonant High Frequency Inverter with Dual Mode Pulse Modulation Scheme”, 5th International Conference on Power Electronics and Motion Control, CES/IEEE, Vol. 2, 2006, pp. 1-5.
- [17] High Frequency Induction Heating, appeared in World Wide, Web: <http://www.Valve advantage. Co. UK>, Oct. 2005.
- [18] Davis J., Simpson P.; Induction Heating HandBook, McGraw Hill Book company (UK), 1979.
- [19] Segulier G., Labrique F.; Power Electronic Converters, Springer-Verlag NewYork, the Forth (DC –AC converter). 1989.
- Converter for High-power Induction Heating and Melting Applications”, IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 34, No. 3, 1998, pp. 518-525.
- [13] Lowen S., Michael Z.; “Improving power Factor in the Presence of Harmonics Using Low-Voltage Tuned Filters”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 3, 1993, pp. 528-532.
- [14] Martin R.; Harmonic distortion and Analysis, IEC 555-2, Compliance Engineering, Fall 1991.
- [15] Khan I., Naylor E., Tapson, J.; “Optimised Control for High Frequency Induction Heating Power Sources”, International Conference on Power Electronics and Drives Systems, PEDS, Vol. 2, 2005, pp. 1015-1018.
- [16] Fathy K., Okude T., Omori H., Hyun Woo Lee, Nakaoka M.; “A Switched-

