Archive of SID

تحلیل حالت ماندگار مبدل رزونانسی مرتبه چهار با فیلتر خروجی خازنی

نوید شفیعی[۱] – حسین فرزانه فرد[۲] – مهرداد جعفر بلند[۳]

(۱) گروه برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد

(۲) گروه برق و کامپیوتر – دانشگاه صنعتی اصفهان

(۳) گروه برق – دانشگاه صنعتی مالک اشتر - اصفهان

تاریخ دریافت: آبان ۱۳۸۸ تاریخ پذیرش: اردیبهشت ۱۳۸۹

خلاصه: در این مقاله یک مدل ریاضی برای مبدل رزونانسی مرتبه چهار LCLC با فیلتر خازنی در حالت ماندگار ارائه می‌شود. به دلیل غیرخطی بودن فیلتر خروجی این مبدل، روشهای معمول مدل‌سازی مبدل‌های روزنانسی نمی‌توانند رفتار این مبدل را مدل‌سازی کنند. در این مقاله یک مدل ریاضی ارائه می‌شود که می‌تواند عدم وجود سلف در فیلتر خروجی را اصلاح کند و عملکرد مبدل را برای یک گستره وسیع از تغییرات بار پیش‌بینی نماید. یک مبدل نمونه با توان 2.25kW جهت ارزیابی دقت مدل پیشنهادی فراهم شده است. نتایج عملی نشان می‌دهد که مدل پیشنهادی می‌تواند رفتار مبدل ذکر شده را برای گستره وسیع بار پیش بینی نماید.

کلمات کلیدی: مبدل رزونانسی مرتبه چهار LCLC، تحلیل حالت ماندگار، فیلتر خروجی خازنی.

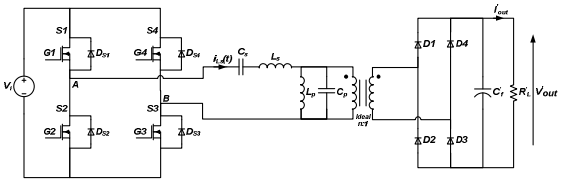
۱- مقدمه

امروزه استفاده از مبدل‌های رزونانسی به دلیل مزایای آنها از جمله راندمان زیاد، فرکانس کلیدزنی زیاد، چگالی توان زیاد و نویز الکترومغناطیسی کم بسیار متداول شده است [۸-۱]. توپولوژی رزونانسی زیادی از مرتبه ۳ و ۴ وجود دارد که در [۱] به آنها اشاره شده است. مبدل‌های رزونانسی با سه یا تعداد المان رزونانس بیشتر دارای عملکرد و پاسخ دینامیکی بهتری هستند به علاوه در مدار رزونانس با مرتبه بیشتر امکان جذب پارازیت بیشتری خصوصاً در فرکانس‌های بیشتر وجود دارد [۱و۹]. مبدل‌های رزونانسی سری - موازی از نوع LCC و LLC از معروف‌ترین مبدل‌های رزونانسی هستند که از سه المان رزونانس استفاده می‌کنند و کاربرد گسترده‌ای در صنعت دارند. از مبدل LCC به دلیل جذب کامل المانهای پارازیت ترانسفورمر در کاربردهای ولتاژ بالا و از مبدل LLC به دلیل راندمان بالا در بارهای سبک و تغییرات کم فرکانس سوئیچینگ در کاربردهای ولتاژ پائین استفاده می‌شود [۱۰و۱۱].

در بین مبدل‌های رزونانسی با چهار المان رزونانس، مبدل رزونانسی سری - موازی LCLC دارای بیشترین کاربرد است. از آن جمله می‌توان به سیستم‌های توزیع توان AC فرکانس بالا، اینورترهای رزونانسی، منابع تغذیه مولد یون، لامپ‌های بالاست و تبدیل انرژی‌های نو اشاره نمود [۱۶-۱۲]. در [۱۴] و [۱۶] اینورتر رزونانس LCLC با استفاده از تکنیک تقریب هارمونیک اول[۱] مدل‌سازی شده است. در مبدل‌های رزونانس سری - موازی با فیلتر خروجی سلفی - خازنی، قسمت خروجی مبدل (بار، فیلتر سلفی - خازنی و یکسوکننده خروجی) به همراه ترانسفورمر به دلیل همفاز بودن جریان و ولتاژ ورودی ترانسفورمر با یک مقاومت معادل مدل می‌شود [۱۷]. اگر چه در مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی ولتاژ و جریان ترانسفورمر همفاز نیستند، امکان مدل‌سازی با مقاومت معادل وجود ندارد. در شکل (۱) مدار مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی نشان داده شده است. عدم وجود سلف در فیلتر خروجی باعث می‌شود که در زمان روشن بودن دیودهای یکسوکننده خروجی و انتقال توان از ورودی ترانسفورمر به خروجی آن، ولتاژ ورودی ترانسفورمر در سطح انتقال یافته ولتاژ خروجی ثابت شود [۴،۸و۱۰]. زمانی که جریان دیودهای یکسوکننده خروجی صفر می‌شود، دیودهای یکسوکننده خاموش شده و دیگر توانی به خروجی منتقل نمی‌شود و انرژی به مدار رزونانس برمی‌گردد، در نتیجه مقاومت معادل نمی‌تواند رفتار خروجی مبدل را توصیف کند.

www.SID.ir

Archive of SID



شکل (۱): شماتیک مبدل رزونانسی مرتبه چهار LCLC

در [۴] مبدل رزونانسی مرتبه سه LCC با فیلتر خازنی تحلیل شده است. در این مرجع از روش تقریب هارمونیک اول به همراه جبران سازی اثر یکسوکننده خروجی[۲] استفاده شده است. در این روش به جای استفاده از مقاومت معادل، از یک مقاومت سری با خازن به منظور مدل‌سازی قسمت خروجی مبدل استفاده شده است. یک مدل ریاضی برای مبدل رزونانسی مرتبه چهار LCLC با فیلتر خازنی در [۸] ارائه شده است، ولی در مدل ارائه شده تابع انتقال ولتاژ خروجی به ورودی فقط برای مقادیر بزرگ سلف رزونانس موازی صحیح است، زیرا ولتاژ خروجی مبدل با صرفنظر از جریان این سلف محاسبه شده است. در این مقاله یک مدل صحیح برای مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی در حالت ماندگار ارائه می‌گردد.

در قسمت ۲، آنالیز حالت ماندگار مبدل ارائه می‌شود. در قسمت ۳ براساس روابط نرمالیزه به دست آمده در قسمت ۲، مبدل رزونانسی DC به DC مورد بحث توسط نرم افزار Matlab تحلیل می‌شود. در قسمت ۴، یک مبدل بر اساس مقادیر نرمالیزه قسمت ۳ و با مشخصات 2.25kW ،50V طراحی و توسط نرم افزار Orcad شبیه سازی می‌شود. نتایج حاصل از ساخت یک نمونه عملی به منظور نشان دادن صحت و دقت مدل ریاضی در قسمت ۵ ارائه شده است.

۲- آنالیز حالت ماندگار

در این مقاله تحلیل مبدل با استفاده از روش RCFHA انجام می‌شود. شکل موج‌های اصلی و کلیدی مبدل در شکل (۲) نشان داده شده‌اند. تقریب هارمونیک اول جریان سلف سری، $i_{Ls}(t)$، جریان سلف موازی، $i_{Lp}(t)$ و تفاضل جریان سلف سری و موازی، $i(t)$ در روابط (۱) الی (۳) آورده شده است (در تمامی معادلات، کلیه متغیرها به سمت اولیه ترانسفورمر منتقل شده است).

$$i_{L_s}(t) = I_{L_s}\sin(\omega_s t - \varphi) \qquad (۱)$$

$$i_{L_p}(t) = I_{L_p}\sin(\omega_s t - \phi) \qquad (۲)$$

$$i(t) = i_{L_s} - i_{L_p} = I\sin(\omega_s t + \delta) \qquad (۳)$$

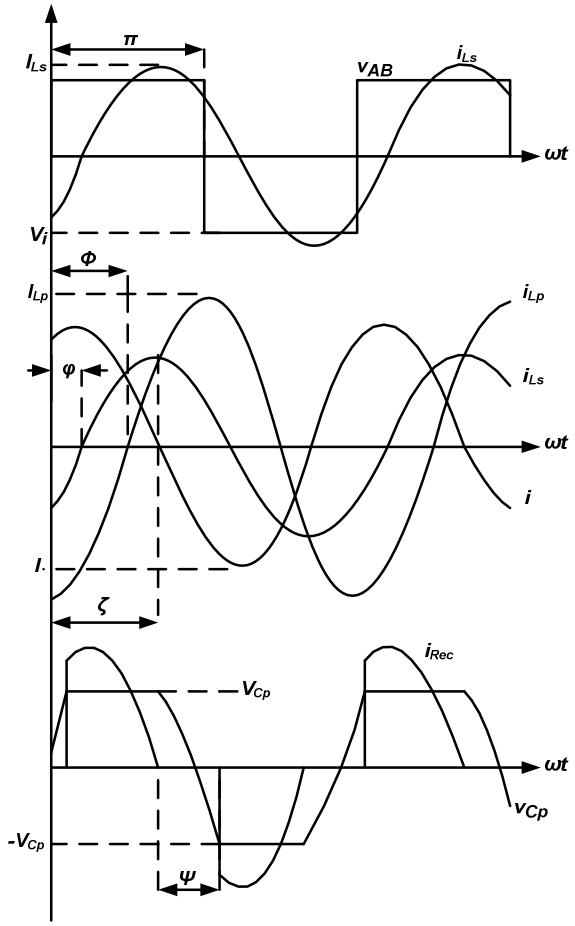
مقدار زاویه δ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\delta = \pi - \zeta \qquad (۴)$$

$$\zeta = \varphi - \tan^{-1}\left(\frac{I_{L_s}.\sin(\varphi-\varphi)}{I_{L_s}.\cos(\varphi-\varphi) - I_{L_p}}\right) \qquad (۵)$$

ζ زاویه‌ای است که در آن دامنه جریان سلف سری و سلف موازی برابر می‌شود. با توجه به شکل (۲)، در برخی از بازه‌های زمانی دیودهای یکسوکننده خروجی خاموش و مدار رزونانس از خروجی مبدل قطع است. این بازه‌های زمانی، حالت عدم هدایت و ψ زاویه عدم هدایت دیودهای یکسوکننده خروجی نامیده می‌شود. زاویه عدم هدایت با استفاده از رابطه (۳) محاسبه می‌شود. مطابق شکل (۲)، در $\omega t = \zeta$ جریان یکسوکننده خروجی به صفر می‌رسد و دیگر جریانی از مدار رزونانس به یکسوکننده خروجی منتقل نمی‌شود و ولتاژ خازن موازی از V_{Cp} به V_{Cp} تغییر وضعیت می‌دهد. در حالت عدم هدایت، معادله ولتاژ ولتاژ خازن موازی، $v_{Cp}(\theta)$ به صورت زیر است:

$$v_{C_p}(\theta\theta = v_{C_p}(\zeta\zeta + \frac{1}{C_p\omega_s}\int_{\zeta}^{\theta} I\sin(\theta+\delta)d\theta \qquad (۶)$$



شکل (۲): شکل موج‌های اصلی در مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی

زمانی که ولتاژ خازن موازی به مقدار V_{Cp} می‌رسد، دیودهای خروجی در بایاس مستقیم قرار گرفته و شروع به هدایت می‌کنند. این نقطه هدایت در $\omega t = \zeta + \psi$ رخ می‌دهد و زاویه ψ به صورت زیر محاسبه می‌شود [۴،۸]:

$$\cos\psi = 1 - \frac{2V_{C_p}C_p\omega_s}{I} \qquad (۷)$$

www.SID.ir

Archive of SID

جریان خروجی مبدل متوسط جریان یکسوکننده خروجی است، لذا ولتاژ و جریان خروجی عبارتند از [۸]:

$$I_{out} = \frac{I}{\pi}(1+\cos\psi) \qquad (۸)$$

$$V_{out} = R_L.I_{out} = \frac{R_L.I}{\pi}(1+\cos\psi) \qquad (۹)$$

مطابق شکل (۲)، جریان ورودی ترانسفورمر سینوسی نیست و همچنین ولتاژ و جریان ترانسفورمر هم فاز نیستند. به منظور مدل سازی اثر خروجی مبدل برروی المان‌های موازی تانک رزونانس (L_p و C_p)، قسمت‌های مذکور با یک امپدانس معادل سازی می‌شود. در شکل (۳) قسمت خروجی مبدل (انتقال یافته به اولیه ترانسفورمر) به همراه المان‌های موازی تانک رزونانس نشان داده شده است. به منظور تعیین امپدانس معادل شکل (۳)، Z_{eq}، مولفه اول سری فوریه $i_{Ls}(t)$، $i_{Lp}(t)$، $i(t)$ و $v_{Cp}(t)$ به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$i_{L_s}(t) = I_{L_{sA}}\sin(\omega_s t) + I_{L_{sB}}\cos(\omega_s t) \qquad (۱۰)$$

$$i_{L_p}(t) = I_{L_{pA}}\sin(\omega_s t) + I_{L_{pB}}\cos(\omega_s t) \qquad (۱۱)$$

$$i(t) = i_{L_s}(t) - i_{L_p}(t) = I_A\sin(\omega_s t) + I_B\cos(\omega_s t) \qquad (۱۲)$$

$$v_{C_P}(t) = V_{C_{pA}}\sin(\omega_s t) + V_{C_{pB}}\cos(\omega_s t) \qquad (۱۳)$$

با توجه به شکل (۲)، معادله ولتاژ خازن موازی، $v_{Cp}(t)$ در یک دوره تناوب به صورت زیراست:

$$v_{C_p}(t) = \begin{cases} V_{C_p} - \frac{I}{C_p\omega_s}(1+\cos(\omega_s t+\delta)), & \frac{\zeta}{\omega_s} < t < \frac{\zeta+\psi}{\omega_s} \\ -V_{C_p}, & \frac{\zeta+\psi}{\omega_s} < t < \frac{\pi+\zeta}{\omega_s} \\ -V_{C_p} + \frac{I}{C_p\omega_s}(1-\cos(\omega_s t+\delta)), & \frac{\pi+\zeta}{\omega_s} < t < \frac{\pi+\zeta+\psi}{\omega_s} \\ V_{C_p}, & \frac{\pi+\zeta+\psi}{\omega_s} < t < \frac{2\pi+\zeta}{\omega_s} \end{cases} \qquad (۱۴)$$

با استفاده از تحلیل فوریه، مولفه اول سری فوریه $V_{Cp}(t)$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$V_{C_{pA}} = \frac{1}{\pi.C_P.\omega_s}(I_A.\sin^2\psi - I_B(\sin\psi\sin\psi. - \psi)) \qquad (۱۵)$$

$$V_{C_{pB}} = \frac{1}{\pi.C_P.\omega_s}(I_B.\sin^2\psi + I_A(\sin\psi\sin\psi. - \psi)) \qquad (۱۶)$$

از طرف دیگر به دلیل موازی بودن خازن و سلف، معادله ولتاژ یکسان دارند و معادله ولتاژ سلف موازی به صورت زیر است:

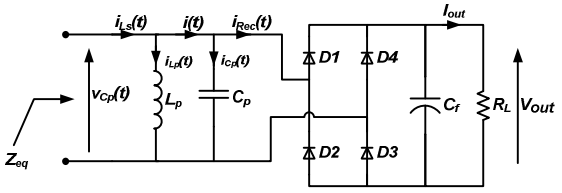
$$v_{C_P}(t) = L_p\frac{di_{L_P}}{dt} \qquad (۱۷)$$

مطابق روابط (۱۰) الی (۱۳) و (۱۷) روابط زیر به دست می‌آیند:

$$V_{C_{pA}} = -L_p.\omega_s.I_{L_{pB}} \;\; ; \;\; I_{L_{pB}} = I_{L_{sB}} - I_B \qquad (۱۸)$$

$$V_{C_{pB}} = L_p.\omega_s.I_{L_{pA}} \;\; ; \;\; I_{L_{pA}} = I_{L_{sA}} - I_A \qquad (۱۹)$$

به منظور به دست آوردن امپدانس معادل شکل (۳)، ضرایب سری فوریه $i_{Ls}(t)$ باید به صورت تابعی از I_A و I_B محاسبه شوند، بنابراین ضرایب سری فوریه سلف رزونانس سری از جایگذاری روابط (۱۸) و (۱۹) در روابط (۱۵) و (۱۶) به دست می‌آید.



شکل (۳): المانهای رزونانس موازی و قسمت خروجی مبدل

$$I_{L_{sA}} = I_A + \frac{1}{\pi C_p L_p \omega_s{}^2}(I_B\sin^2\psi + I_A(\sin\psi\sin\psi - \psi)) \qquad (۲۰)$$

$$I_{L_{sB}} = I_B - \frac{1}{\pi C_p L_p \omega_s{}^2}(I_A\sin^2\psi - I_B(\sin\psi\sin\psi - \psi)) \qquad (۲۱)$$

اکنون امپدانس معادل با استفاده از روابط (۱۵)، (۱۶)، (۲۰) و (۲۱) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$Z_{eq} = \frac{V_{C_{pA}} + jV_{C_{pB}}}{I_{L_{sA}} + jI_{L_{sB}}} = R_{eq} + jX_{eq} \qquad (۲۲)$$

$$Z_{eq} = \frac{\left[\begin{array}{l}\pi C_p L_p{}^2 \omega_s{}^3 \sin^2\psi + \\ j(L_p\omega_s\left(\begin{array}{l}-2\psi\sin\psi\cos\psi + \\ \pi C_p L_p \omega_s{}^2 \sin\psi\cos\psi \\ -\pi L_p C_p \psi\omega_s{}^2 \\ +\psi^2 - \cos^2\psi + 1\end{array}\right)\end{array}\right]}{\left[\begin{array}{l}2\pi C_p L_p \omega_s{}^2 \sin\psi\cos\psi - 2\psi\sin\psi\cos\psi - \\ 2\pi C_p L_p \psi\omega_s{}^2 + \psi^2 + \pi^2 C_p{}^2 L_p{}^2 \omega_s{}^4 \\ -\cos^2\psi + 1\end{array}\right]} \qquad (۲۳)$$

مدار معادل مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی در شکل (۴) نشان داده شده است. در این مدار مولفه اول ولتاژ ورودی به صورت زیر است:

$$v_{AB1}(t) = \frac{4v_i}{\pi}\sin(\omega_s t) \qquad (۲۴)$$

تحلیل حالت ماندگار مبدل می‌تواند با استفاده از مدار معادل شکل (۴) انجام شود. در رابطه (۲۶) امپدانس نرمالیزه شده مبدل با استفاده از پارامترهای نرمالیزه شده زیر محاسبه شده است.

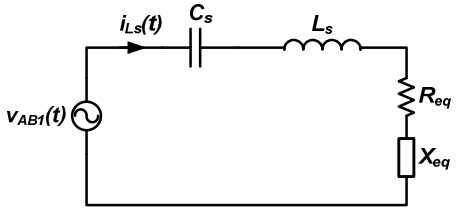
$$L_n = \frac{L_s}{L_p}, C_n = \frac{C_p}{C_s}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}, \omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_0} \qquad (۲۵)$$

www.SID.ir

Archive of SID

$$Z_{in}(j\omega_n)=jZ_0\left(\omega_n-\frac{1}{\omega_n}\right)+ \frac{Z_0}{L_n\left[\begin{array}{l}\frac{2\pi\pi_n\omega_n^2\sin\psi in\psi c}{L_n}-2\psi\psi\sin\psi\cos-\\ \frac{2\pi\pi_n\psi\omega_n^2}{L_n}+\psi^2+\frac{\pi^2C_n^2\omega_n^4}{L_n^2}-\cos^2\psi+1\end{array}\right]} \left[\begin{array}{l}\frac{\pi C_n\omega_n^3\sin^2\psi}{L_n}+\\ j\left(\omega_n\left(\begin{array}{l}-2\psi\psi\sin\psi\cos+\\ \frac{\pi C_n\omega_n^2\sin\psi in\psi c}{L_n}-\\ \frac{\pi C_n\psi\omega_n^2}{L_n}+\psi^2-\\ \cos^2\psi+1\end{array}\right)\right)\end{array}\right] \quad (۲۶)$$

زاویه عدم هدایت، ψ براساس مقادیر نرمالیزه رابطه (۲۵) به صورت زیر به دست می‌آید [۸].



شکل (۴): مدار معادل شکل (۱) در حالت ماندگار

$$\cos\psi=\frac{\pi-2C_nQ_L\omega_n}{\pi+2C_nQ_L\omega_n} \quad (۲۷)$$

$$Q_L=\frac{R_L}{Z_0} \quad (۲۸)$$

مطابق شکل (۴) و روابط (۲۴) و (۲۶)، دامنه جریان ورودی مدار رزونانس (سلف رزونانس سری) برابر است با:

$$\left|I_{L_s}\right|=\frac{4V_i}{\pi|Z_{in}|} \quad (۲۹)$$

مطابق رابطه (۹)، به منظور محاسبه مقدار ولتاژ خروجی پارامترهای I و ψ مورد نیاز است. زاویه ψ از رابطه (۲۷) محاسبه می‌شود و مقدار I از روابط (۲۰) و (۲۱) به دست می‌آید. دامنه جریان I برحسب I_A و I_B به صورت زیر می‌باشد:

$$I=\sqrt{(I_A^2+I_B^2)} \quad (۳۰)$$

که در این رابطه I_A و I_B در روابط (۳۱) و (۳۲) آورده شده است.

با استفاده از شکل (۴) و روابط (۲۴) الی (۳۲) می‌توان رفتار مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی را توصیف نمود.

$$I_A=\frac{\pi C_n\omega_n^2\left[\begin{array}{l}-I_{L_{sB}}\sin^2\psi+\frac{\pi C_nI_{L_{sA}}\omega_n^2}{L_n}+\\ I_{L_{sA}}\sin\psi in\psi c-I_{L_{sA}}\psi\end{array}\right]}{L_n\left[\begin{array}{l}\sin^4\psi+\frac{\pi^2C_n^2\omega_n^4}{L_n^2}+\sin^2\psi\cos^2\psi+\\ \frac{2\pi\pi_n\omega_n^2\sin\psi in\psi c}{Ln}-\frac{2\pi\pi_n\psi\omega_n^2}{L_n}\\ -2\psi\psi\sin\psi\cos+\psi^2\end{array}\right]} \quad (۳۱)$$

$$I_B=\frac{\pi C_n\omega_n^2\left[\begin{array}{l}\frac{\pi C_nI_{L_{sB}}\omega_n^2}{L_n}+I_{L_{sB}}\sin\psi in\psi c-\\ I_{L_{sB}}\psi+I_{L_{SA}}\sin^2\psi\end{array}\right]}{L_n\left[\begin{array}{l}\sin^4\psi+\frac{\pi^2C_n^2\omega_n^4}{L_n^2}+\sin^2\psi\cos^2\psi+\\ \frac{2\pi\pi_n\omega_n^2\sin\psi in\psi c}{Ln}-\frac{2\pi\pi_n\psi\omega_n^2}{L_n}\\ -2\psi\psi\sin\psi\cos+\psi^2\end{array}\right]} \quad (۳۲)$$

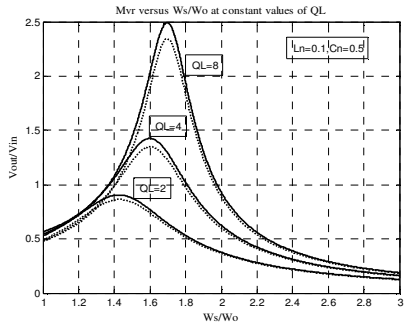
به منظور بررسی تفاوت مدل ریاضی به‌دست آمده نسبت به مدل ارائه شده در [۸]، روابط به‌دست آمده در این قسمت به ازای مقادیر نرمالیزه L_n=0.1 و C_n=0.5 تحلیل می‌شوند. در شکل (۵) نتایج حاصل از تحلیل مدل ریاضی این قسمت و مرجع [۸] به ازای مقادیر مختلف بار رسم شده است. همانگونه که ملاحظه می‌شود با وجود کوچک بودن مقدار L_n بین منحنی‌های تابع انتقال اختلاف وجود دارد که دلیل آن در نظر نگرفتن جریان سلف رزونانس موازی در [۸] می‌باشد. لازم به ذکر است که با بزرگ‌تر شدن L_n اختلاف بین منحنی‌ها بیشتر خواهد شد.

۳- آنالیز مبدل رزونانسی LCLC با Matlab

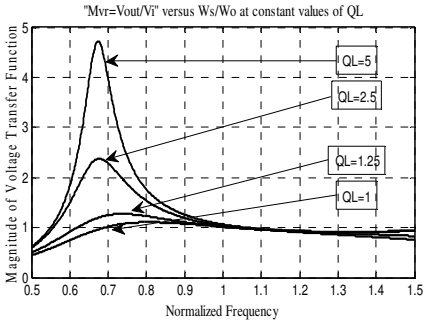
در این قسمت، معادلات نرمالیزه شده مبدل رزونانسی با نرم افزار Matlab شبیه سازی می‌شود. شکل‌های مختلف مربوط به مبدل رزونانسی در شکل (۶) نشان داده شده است. دامنه تابع انتقال ولتاژ خروجی به ورودی، دامنه جریان سلف رزونانس سری (جریان عبوری از سوئیچ‌های اینورتر) و فاز امپدانس ورودی برای مقادیر نرمالیزه L_n=1 و C_n=0.25 به ترتیب در شکل‌های (الف-۶)، (ب-۶) و (ج-۶) نشان داده شده است. مقادیر نرمالیزه اشاره شده براساس فاکتورهای مختلفی همچون گین ولتاژ، دامنه جریان سلف رزونانس سری و مقدار فاز امپدانس ورودی انتخاب شده‌اند. نتایج حاصل از شبیه سازی با Matlab در جدول (۱) آورده شده است. بر اساس مقادیر به دست آمده برای فاز امپدانس ورودی مشاهده می‌شود که φ به ازای هر باری مثبت است (حالت پسفازی جریان) و سوئیچ‌های اینورتر همواره در حالت ZVS کار می‌کنند [۱۷].

www.SID.ir

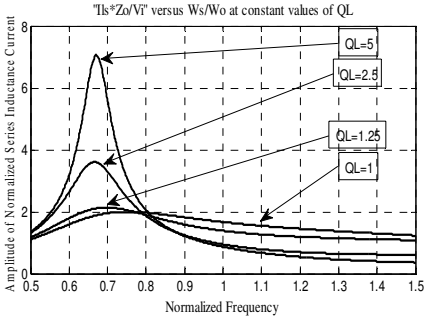
Archive of SID



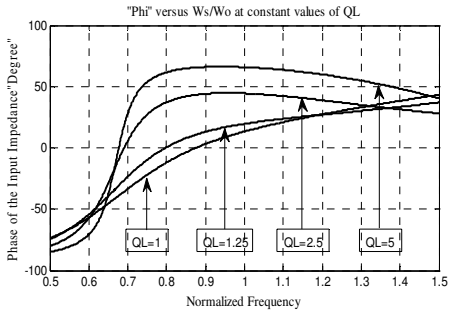
شکل (۵): مقایسه نتایج مدل ریاضی ارائه شده با مدل مرجع [۸] به ازای L_n=0.1 و C_n=0.5. منحنی‌های مدل ریاضی ارائه شده: خط ممتد و منحنی‌های مدل ریاضی مرجع [۸]: خط چین



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۶) : آنالیز مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی با نرم افزار Matlab برای L_n=1 و C_n=0.25 و مقادیر ثابت مقاومت بار نرمالیزه شده Q_L (الف). دامنه تابع انتقال ولتاژ، M_{vr} برحسب فرکانس نرمالیزه شده. (ب). دامنه جریان سلف رزونانس سری، $I_{Ls}*Z_o$ /Vi برحسب فرکانس نرمالیزه شده. (ج). فاز امپدانس ورودی، φ برحسب فرکانس نرمالیزه شده

جدول (۱) : نتایج تحلیل معادلات با Matlab

Q_L	M_{Vr}	$I_{Ls}*Z_o/V_i$	$\varphi^{Deg.}$	ω_n
1	1	1.6	16	1.027
1.25	1	1.3	21	1.029
2.5	1	0.9	44	1.04
5	1	0.7	65	1.061

۴- روند طراحی و شبیه سازی

به منظور بررسی صحت مدل ریاضی ارائه شده ابتدا بر اساس مقادیر نرمالیزه جدول (۱) یک مبدل با مشخصات 50V و 2.25kW طراحی و سپس توسط نرم افزار Orcad شبیه سازی می‌شود. در این مبدل ولتاژ ورودی، V_i برابر 300VDC است و از طریق یکسوسازی ولتاژ خط و استفاده از یک فیلتر خازنی به دست آمده است. به منظور محاسبه مقدار المانهای رزونانس، ابتدا $\omega_0 = 400\pi e^3$ انتخاب می‌شود. لازم به ذکر است که فرکانس در نظر گرفته شده حدود فرکانس سوئیچینگ مبدل را تعیین می‌کند. با توجه به روابط (۲۵) و (۲۸) و همچنین مقادیر جدول (۱) می‌توان مقادیر سلف و خازن رزونانس سری را به دست آورد.

$$R_L = \frac{V_{out}^2}{P_o} \rightarrow R_L = 40 \qquad (۳۳)$$

$$Q_L = 1 \Rightarrow Z_0 = \frac{R_L}{Q_L} = 40 \qquad (۳۴)$$

$$C_s = \frac{1}{Z_0 \omega_0} \Rightarrow C_s = 20^{nF} \qquad (۳۵)$$

$$L_s = \frac{Z_0}{\omega_0} \Rightarrow L_s = 32^{\mu H} \qquad (۳۶)$$

با توجه به مشخص بودن نسبت سلف و خازن‌های رزونانس، مقدار سلف و خازن رزونانس موازی به دست می‌آید. پارامترهای مبدل در جدول (۲) آورده شده است.

جدول (۲): پارامترهای مبدل

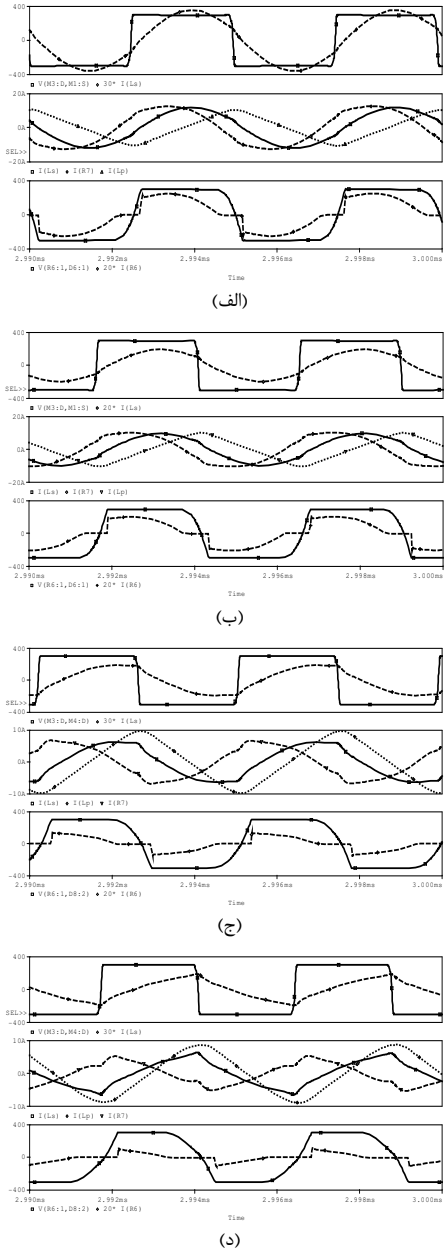
پارامترها	مقدار
توان خروجی	2.25kW
ولتاژ ورودی	220V, 50Hz
ولتاژ خروجی	50V
C_s، خازن سری	20nF
L_s، سلف سری	32uH
C_p، خازن موازی	5nF
L_p، سلف موازی	32uH
n، نسبت دور ترانسفورمر	6:1
C_f، خازن فیلتر	100uF

در ادامه مقادیر به دست آمده از طراحی به ازای بارهای مختلف اشاره شده در جدول (۱) با Orcad شبیه سازی می‌شود. در این شبیه سازی فرکانس باید به گونه‌ای تغییر داده شود که ولتاژ خروجی برابر 50V

www.SID.ir

Archive of SID

شود. به منظور بررسی صحت شکل موجهای اصلی مبدل که در شکل (۲) نشان داده شده است و همینطور بررسی دقت مدل ریاضی به دست آمده، نتایج حاصل از شبیه سازی در شکل (۷) و به طور خلاصه در جدول (۳) آورده شده است.



(الف)

(ب)

(ج)

(د)

شکل (۷): نتایج شبیه سازی با Orcad برای: (الف). بار کامل، (ب). ۷۵٪ بار کامل، (ج).۵۰٪ بار کامل و (د). ۲۰٪ بار کامل. در هر کدام، شکل بالا: ولتاژ خروجی اینورتر (ممتد) و جریان ورودی مدار رزونانس (خط چین)، شکل وسط: جریان ورودی مدار رزونانس (ممتد) و جریان سلف رزونانس موازی (نقطه چین) و تفاضل جریان سلف سری و موازی (خط چین) و شکل پائین: ولتاژ خازن رزونانس موازی (ممتد) و جریان ورودی یکسو کننده خروجی (خط چین)

جدول (۳): نتایج شبیه سازی با Orcad

P_o^{kW}, (Q_L=)	V'^{V}_{out}, (M_v=)	I_{Ls}^{A}, (A)	$\varphi^{Deg.}$	f_{sw}^{kHz}, (ω_n=)
2.25 (1)	50, (1)	11.9, (1.6)	15	202, (1.01)
1.8, (1.25)	50, (1)	9.8, (1.3)	20	204, (1.02)
0.9, (2.5)	50, (1)	6, (0.8)	41	206, (1.03)
0.45, (5)	50, (1)	5.5, (0.7)	62	214, (1.07)

$Z_o = 40\Omega$, $f_o = 200KHz$, $V_i = 300V$

۵- نتایج عملی

یک مبدل نمونه با مشخصات اشاره شده در جدول (۲) فراهم شده است تا از طریق نتایج عملی صحت مدل ریاضی و شبیه سازی مبدل ارائه شده بررسی شود. در شکل (۸) بلوک دیاگرام مبدل نمونه ترسیم شده است.

در این مبدل از یک اینورتر تمام پل به منظور تولید پالس ولتاژ مربعی فرکانس زیاد استفاده شده است و سوئیچهای انتخاب شده برای اینورتر از نوع IRFP460A و درایور آن IR2113 است. در مدار رزونانس C_p مجموع خازن سیم پیچی ترانس و خازن اضافه شده در ثانویه ترانسفورمر است. در این حالت امکان استفاده از سلف نشتی ترانسفورمر در مدار رزونانس وجود دارد [۲]. از طرف دیگر اگر ترانسفورمر مبدل پیشنهادی با هسته دارای فاصله هوایی ساخته شود، آنگاه اندوکتانس مغناطیس کنندگی ترانسفورمر کاهش می‌یابد و امکان استفاده از آن به عنوان سلف رزونانس موازی وجود دارد. بنابراین C_s و C_p و بخشی از L_s تنها المان‌هایی هستند که باید جهت مدار رزونانس استفاده کرد و سایر المان‌های مدار رزونانس در ترانسفورمر مبدل قرار می‌گیرد. در شکل (۹) نتایج عملی حاصل از مبدل نمونه به همراه شکل موجهای حاصل از شبیه‌سازی آورده شده است. در این شکل ولتاژ خروجی اینورتر تمام پل و جریان سلف رزونانس سری برای مقادیر مختلف بار نشان داده شده است.

مطابق این شکل‌ها، سوئیچهای مبدل به ازای بارهای مختلف در حالت ZVS روشن می‌شوند. نتایج حاصل از مبدل نمونه در جدول (۴) آورده شده است. مقایسه جدول (۱)، (۳) و (۴) نشان می‌دهد که مقادیر به دست آمده از تحلیل مدل ریاضی با Matlab و مقادیر حاصل از شبیه سازی و نمونه عملی بسیار نزدیکند و مدل ریاضی ارائه شده می‌تواند با دقت خوبی رفتار مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی را برای مقادیر مختلف بار پیش‌بینی کند.

www.SID.ir

Archive of SID

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک مدل ریاضی پیشنهاد شد که قادر است رفتار مبدل رزونانسی LCLC با فیلتر خازنی را برای یک گستره وسیع از تغییرات بار پیش‌بینی کند. صحت مدل پیشنهادی از طریق نتایج شبیه سازی و نمونه عملی مورد بررسی قرار گرفت. نتایج نشان می‌دهد که مدل ریاضی پیشنهادی دارای دقت خوبی برای گستره وسیعی از تغییرات بار می‌باشد.

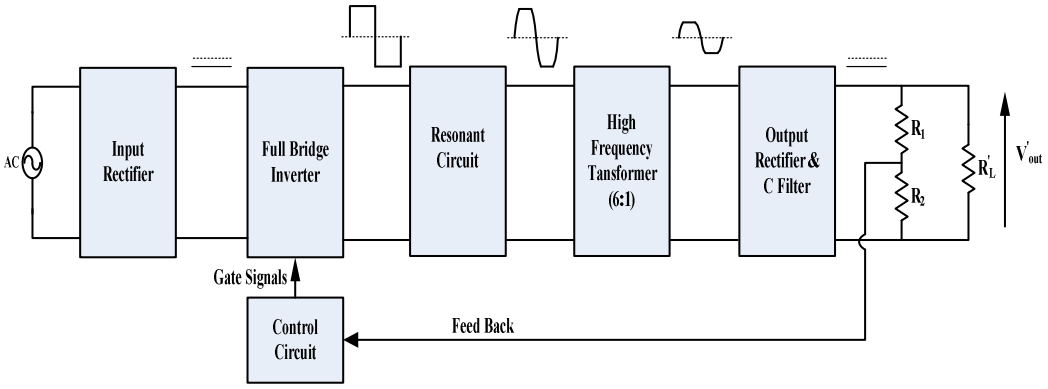
جدول (۴): نتایج عملی

P_o^{kW}, (Q_L=)	V'^{V}_{out}, (M_v=)	I_{Ls}^{A}, (A)	$\varphi^{Deg.}$	f_{sw}^{kHz}, (ω_n=)
2.25, (1)	50, (1)	11.5, (1.5)	16	202, (1.01)
1.8, (1.25)	50, (1)	9.5, (1.3)	22	204, (1.02)
0.9, (2.5)	50, (1)	6.5, (0.9)	42	210, (1.05)
0.45, (5)	50, (1)	5, (0.7)	61	217, (1.09)

$Z_o = 40\Omega$, $f_o = 200KHz$, $V_i = 300V$

پی‌نوشت:

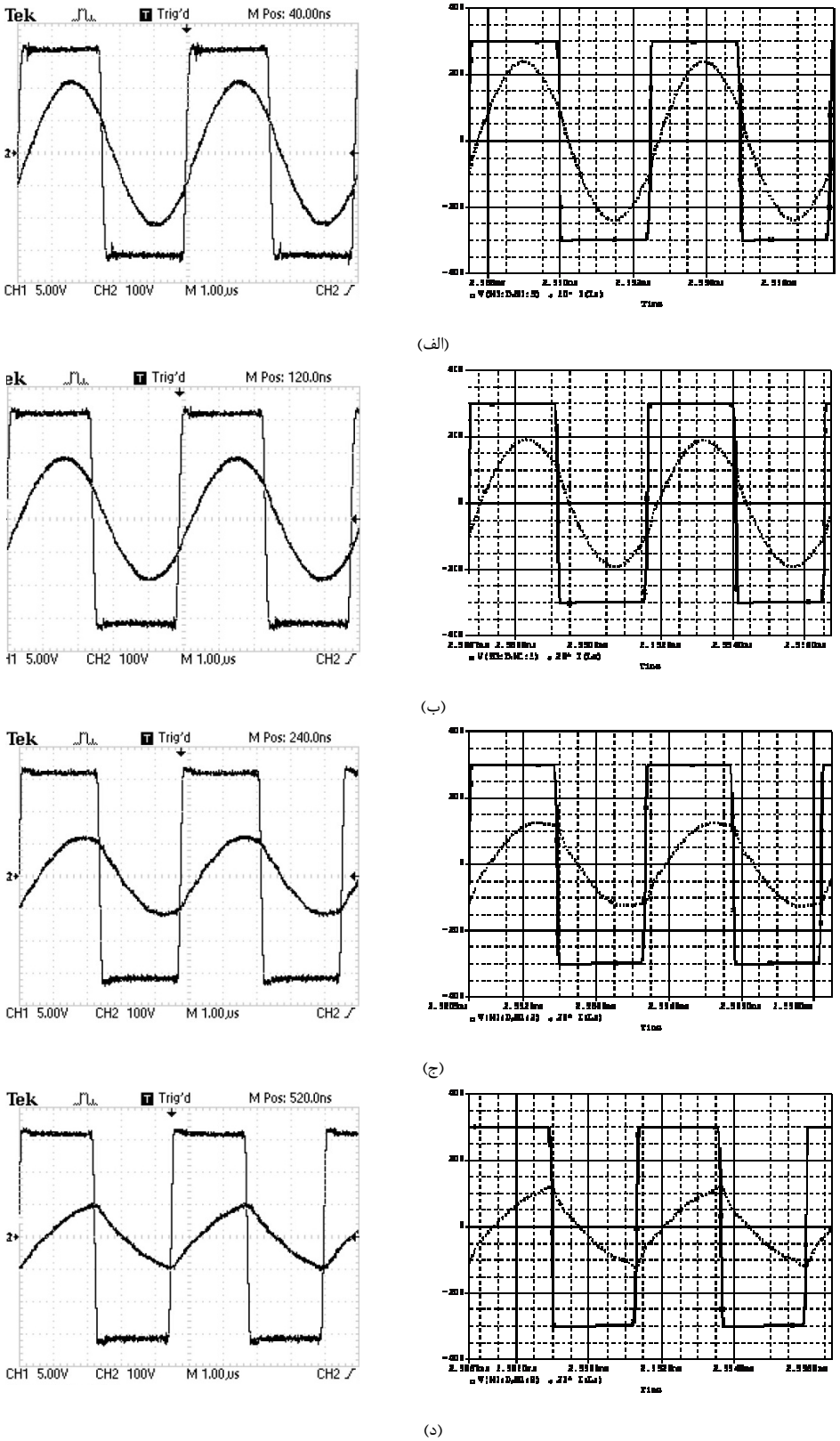
1- First Harmonic Approximation
2- Rectifier Compensated First Harmonic Approximation- RCFHA



شکل (۸): بلوک دیاگرام مبدل رزونانسی مرتبه چهار LCLC با فیلتر خازنی

www.SID.ir

Archive of SID



شکل (۹): نتایج نمونه عملی مبدل به همراه نتایج شبیه‌سازی برای (الف). بار کامل (ب). ۷۵٪ بار کامل، (ج). ۵۰٪ بار کامل و (د). ۲۰٪ بار کامل. در هر شکل، سمت راست: شکلهای حاصل از شبیه سازی و سمت چپ: نتایج عملی (ولتاژ خروجی اینورتر تمام پل (موج مربعی، 100V/Div) و جریان سلف سری (موج سینوسی، 5A/Div)

www.SID.ir

Archive of SID

مراجع

[1] I. Batarseh, "Resonant converter topologies with three and four energy storage elements", IEEE Trans. Pow. Elec., Vol.9, No.1, pp.64–73, Jau. 1994.

[2] A.K.S. Bhat, "Fixed-frequency PWM series-parallel resonant converter", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.28, No.5, pp.1002–1009, Sep/Oct. 1992.

[3] M.K. Kazimierczuk, N. Thirunarayan, S. Wang, "Analysis of series-parallel resonant converter", IEEE Trans. Aer. and Elec. Sys., Vol.29, No.1, pp.88–99, Jaun. 1993.

[4] J.A. Martin-Ramos, J. Diaz, A.M. Pernia, J.M. Lopera, F. Nuno, "Dynamic and steady-state models for the PRC-LCC resonant topology with a capacitor as output filter", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.54, No.4, pp.2262–2275, Aug. 2007.

[5] J.L. Sosa, M. Castilla, J. Miret, L.G. Vicuna, J. Matas, "Modeling and performance analysis of the DC/DC series–parallel resonant converter operating with discrete self-sustained phase-shift modulation technique", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.56, No.3, pp.697-705, Mar. 2009.

[6] M. Borage, K.V. Nagesh, M.S. Bhatia, S. Tiwari, "Design of LCL-T resonant converter including the effect of transformer winding capacitance", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.56, No.5, pp.1420-1427, May 2009.

[7] E.H. Kim, B.H. Kwon, "Zero-voltage- and zero-current-switching full-bridge converter with secondary resonance", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.57, No.3, pp.1017-1025, Mar. 2010.

[8] Y.A. Ang, C.M. Bingham, M.P. Foster, D.A. Stone, D. Howe, "Design oriented analysis of fourth-order LCLC converters with capacitive output filter", IEE Proc.-Elec. Pow. Appl., Vol.152, No.2, pp.310–322, Mar. 2005.

[9] J.H. Cheng, A.F. Witulski, "Analytic solutions for LLCC parallel resonant converter simplify use of two-and three-element converters", IEEE Trans. Pow. Elec., Vol.13, No.2, pp.235–243, Mar. 1998.

[10] J.A. Martin-Ramos, A.M. Pernia, J. Diaz, F. Nuno, J.A. Martinez, "Power supply for a high-voltage application", IEEE Trans. Pow. Elec., Vol.23, No.4, pp.1608–1619, July 2008.

[11] H.S. Choi, FPS Application Group, "Half-bridge LLC resonant converter degien using FSFR-series Fairchild Power Switch", Fairchild Semiconductor Corporation, Rev.1.0.0, 10/09/07, 2007.

[12] P.K. Jain, M.C. Tanju, "A unity power factor resonant AC/DC converter for high-frequency space power distribution system", IEEE Trans. Pow. Elec., Vol.12, No.2, pp.325–331, Mar. 1997.

[13] Z. Ye, P.K. Jain, P.C. Sen, "A two-stage resonant inverter with control of the phase angle and magnitude of the output voltage", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol.54, No.5, pp.2797-2812, Oct. 2007.

[14] W.G. Chen, Y.H. Rao, C.H. Shan, G. Fujita, T. Yasutoshi, "The design and experiment of Ion Generator power supply for Vacuum Sputtering", IEEE/PCC, pp.931-935, 2007.

[15] C. Liu, F. Teng, C. Hu, Z. Zhang, "LCLC resonant converter for multiple lamp operation ballast", In Proc. IEEE/APEC, pp.1209-1213, 2003.

[16] A. Conesa, G. Velasco, H. Martinez, M. Roman, "LCLC resonant converter as maximum power point tracker in PV systems", IEEE/EPE, pp.1-9, 2009.

[17] M.K. Kazimierczuk, D. Czarkowski, "Resonant power converters", JohnWiley and Sons Inc., 1995.

رزومه

نوید شفیعی در سال ۱۳۶۰ در اصفهان متولد شد. مدارک کارشناسی و کارشناسی ارشد را بـه ترتیـب در سـالهای ۱۳۸۳ و ۱۳۸۹ از دانشگاه‌های کاشان و آزاد اسلامی واحد نجف آباد اخذ نمود. زمینه تحقیقاتی مورد علاقه ایشان کـاربرد توپولـوژی رزونانسی در منابع تغذیه توان بالا و فرکانس بالا می‌باشد.

حسین فرزانه فرد در سال ۱۳۴۰ در اصفهان متولد شد. ایشان مدارک کارشناسی و کارشناسی ارشد خـود را بـه ترتیـب در سالهای ۱۳۶۲ و ۱۳۶۴ از دانشگاه میسوری آمریکا و مدرک دکترا را در سال ۱۳۷۱ از دانشگاه ویرجینیـا آمریکـا در رشـته مهندسی برق اخذ نموده است. ایشان از سال ۱۳۷۲ عضو هیات علمی دانشکده برق و کـامپیوتر دانـشگاه صـنعتی اصـفهان بوده و هم اکنون دانشیار دانشکده برق و کامپیوتر می‌باشد. زمینه‌های تخصصی ایشان شامل مبـدل‌هـای سـوئیچینگ نـرم فرکانس بالا، منابع تغذیه پالسی، تصحیح ضریب توان و بالاست الکترونیکی فرکانس بالا می‌باشد. از ایشان تا کنـون بـیش از ۷۰ مقاله در مجلات و کنفرانسهای بین‌المللی به چاپ رسیده است.

www.SID.ir

Archive of SID

مهرداد جعفربلند به سال ۱۳۴۵ در اصفهان متولد شد. مدارک لیسانس و فوق لیسانس رشته قدرت را به ترتیب در سالهای ۱۳۶۸ و ۱۳۷۱ از دانشگاه‌های علم و صنعت و تربیت مدرس اخذ نمود. مدرک دکتری برق را در سال ۱۳۸۱ از واحد علوم و تحقیقات اخذ نمود و اکنون استادیار دانشگاه صنعتی مالک اشتر است. وی از سال ۱۳۶۶ تاکنون در مرکز تحقیقات دریایی اصفهان و از سال ۱۳۷۴ با مرکز تحقیقات فضایی همکاری دارد. زمینه پژوهشهای ایشان عبارتند از: کنترل سیستم‌های با ابعاد بزرگ، کنترل سیستم‌های غیرخطی، الکترونیک قدرت و طراحی تجهیزات الکتریکی زیردریایی و ماهواره.

www.SID.ir