

طراحی و مدلسازی و آنالیز یکسوکننده ۲۴ و ۳۶ پالسه

و کاربرد آن در هوا فضا ، آسانسور ، UPS ، HVDC

سکینه عقیقی

عضو هیات علمی موسسه جهاد دانشگاهی همدان

s.aghighi@jdhamedan.ac.ir

شیمای جاویدانی

عضو هیات علمی موسسه جهاد دانشگاهی همدان

sh.javidanee@jdhamedan.ac.ir

عباس همدونی اصل

عضو هیات علمی موسسه جهاد دانشگاهی همدان

a.hamedoni@jdhamedan.ac.ir

چکیده :

موضوع این مقاله آنالیز یکسوکننده های ۳۶ پالسه و کاربرد آن در هوافضا ، آسانسور ، UPS ، HVDC می باشد.

در راستا به متوسط گیری و مدلسازی و آنالیز یکسوکننده ها می پردازیم . باتوجه به اینکه اخیرا یکسوکننده ها در سیستمهای توزیع الکتریکی کاربرد بسیاری پیدا کرده اند، و همچنین مدلسازی آنها نیز از دیدگاه مصرف کننده های DC مورد توجه زیادی قرار گرفته است. تا کنون در این راستا مدلسازی یکسوکننده های ۶ پالس و ۱۲ پالس و ۱۸ پالس و ۲۴ پالس و ۳۶ پالس با استفاده از روشهای متوسط گیری انجام شده است. از سوی دیگر به منظور کاهش هارمونیک های ناشی از وجود یکسوکننده ها (هم در قسمت بار DC و هم در قسمت منبع تغذیه AC) یکسوکننده های با تعداد پالسهای بیشتر مورد توجه قرار گرفته اند. در این پروژه مدلسازی یکسوکننده های چند پالسه با استفاده از تعمیم روشهای متوسط گیری استفاده شده در یکسوکننده های با پالس کمتر مورد بررسی قرار خواهد گرفت. در ابتدای کار با استفاده از تعمیم روشهای ارزیابی شده مدل انواع یکسوکننده چند پالس بدست می آید. سپس به منظور بررسی دقت مدل مذکور، با استفاده از نرم افزارهای موجود نتایج حاصل از مدل بدست آمده با نتایج حاصل از مدل دقیق این یکسوکننده های با هم مقایسه خواهد شد.

واژگان کلیدی: یکسوکننده ۲۴ ، ۳۶ پالس، مدلسازی، ترانسفورمر ، متوسط گیری، اتوترانس، هارمونیک

مقدمه :

در این مقاله مدلسازی یکسوکننده های چند پالسه با استفاده از تعمیم روشهای متوسط گیری استفاده شده در یکسوکننده های با پالس کمتر مورد بررسی قرار خواهد گرفت. به دلیل ویژگیهای کنترلی ، بیشتر درایوهای AC دارای مشخصه بار با توان ثابت را برای منبع تغذیه DC ارائه می دهند. از آنجا که بارهای توان ثابت امپدانس ورودی با نمو منفی دارد، امکان برهمکنش نوسان میرایی و بی ثباتی بین منبع DC و درایوهای AC وجود دارد. وهدف اصلی در این مقاله بدست آوردن مدل DC از روی مدل AC یکسوکننده می باشد. مدار معادل ساده شده ای که شامل یک منبع و یک سلف و مقاومت می باشد. برای مثال مدل AC یکسوکننده ۳۶ پالس مطابق شکل ۱A به شکل ۲A که مدل DC می باشد تبدیل خواهد شد. این مدلسازی برای سه مدار متفاوت با آرایشهای مختلف انجام میشود و مورد مقایسه قرار گرفته است. در این مقاله نحوه مدلسازی و آنالیز یکسوکننده های ۲۴ و ۳۶ پالسه که راهی موثر و ساده برای حذف هارمونیک های الکترونیک قدرت هستند مورد بررسی قرار می گیرد. در این روش یکسوکننده از دیدگاه بار DC با استفاده از روش متوسط گیری غیر خطی (NLAM) مدل شده است. ۳ نمونه مختلف از یکسوکننده های ۲۴ پالسه مورد ارزیابی قرار گرفته و نتایج حاصل از شبیه سازی توسط نرم افزار Micro cap7 مورد مقایسه قرار می گیرد.

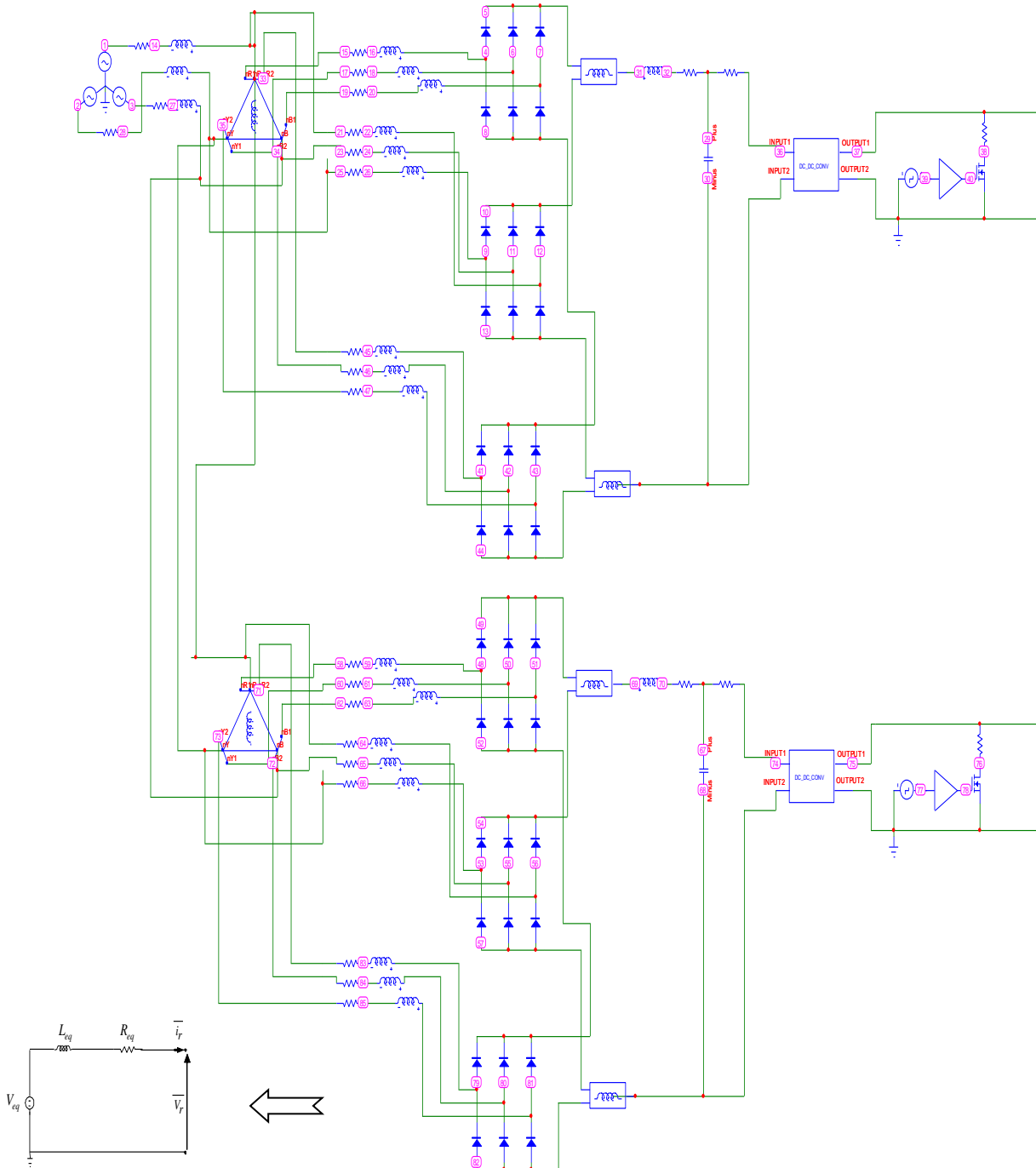
(Baghrmian, 2009)

این مقاله مدل مقدار میانگین غیر خطی را برای یک یکسوکننده 36 پالس با ترکیب بندی های مختلف و سپس برای یکسوکننده 24 پالس توضیح می دهد. مدل ها اجازه میدهند یکسوکننده و راه انداز سیستم از راه تجزیه یا با شبیه سازی بررسی شوند. مدل ها می توانند با یک مدار شبیه سازی به وسیله ی مقایسه شدن اثبات شوند. در این مقاله در نهایت با توجه به اینکه یکسوکننده 36 پالسه می باشد هارمونیک های 37 و 35 حذف می شوند ، ضریب توان بسیار نزدیک به یک می باشد و دامنه کاربرد آن به خاطر استفاده زیاد درایوهای مبدل قدرت ، خیلی زیاد است .

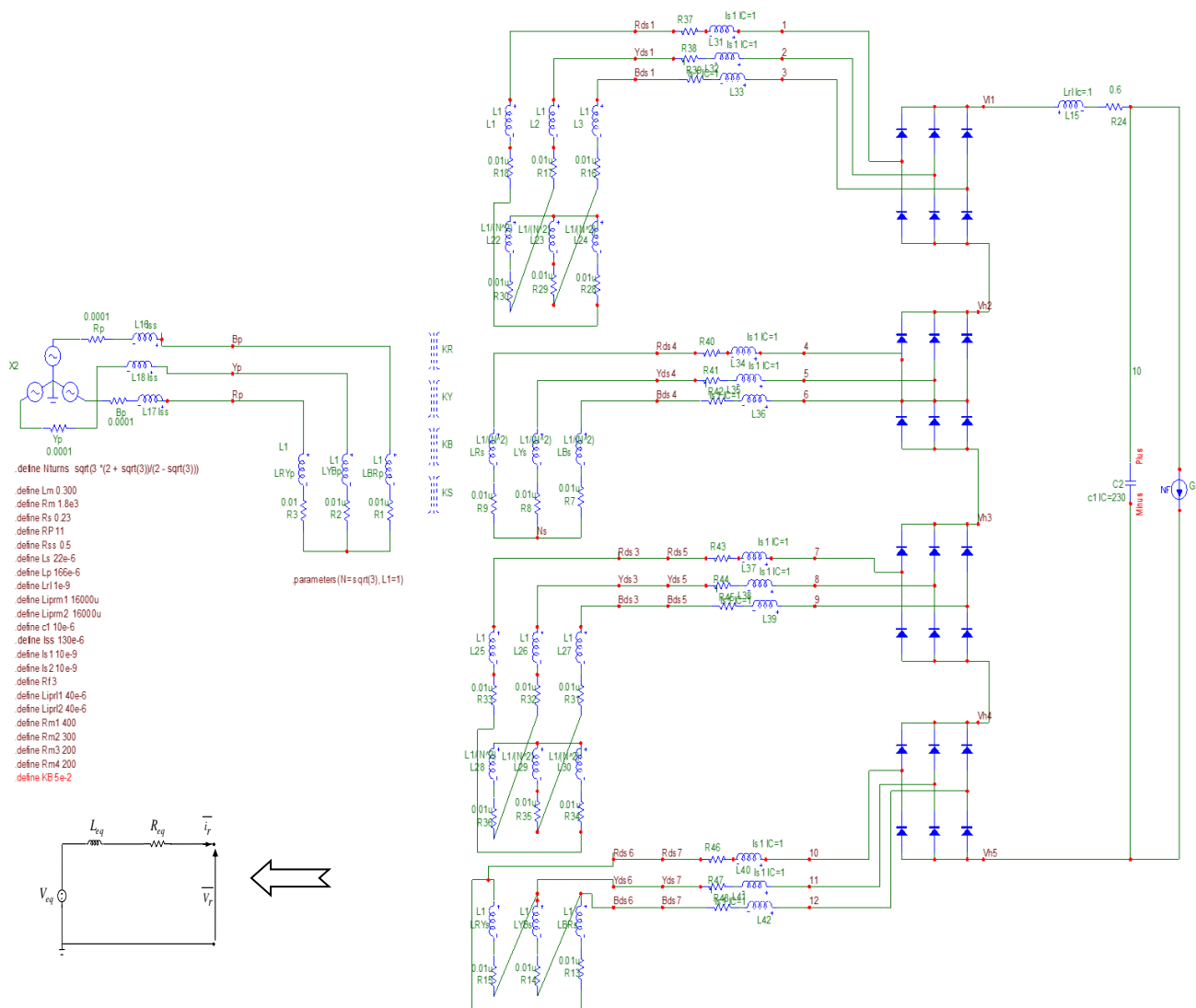
هدف ما کاهش THD حذف هارمونیک های ۳۵ و ۳۷ و همچنین بهبود ضریب توان می باشد. روش هایی چند پالسی با مبدل های چند گانه ای سرو کار دارند که در اثر نحوه اتصال آن ها ، هارمونیک های تولیدی یک مبدل با هارمونیک های تولیدی مبدل دیگر حذف می شوند . بدین ترتیب ، بسته به تعداد مبدل ها ، هارمونیک های معینی از منبع قدرت حذف می گردند. در این مقاله از روش مدلسازی و متوسط گیری یکسوکننده ها استفاده می شود و برای شبیه سازی مدارها از نرم افزار Mc7 استفاده شده است.

از آنجایی که با افزایش تعداد پالسه ها دامنه هارمونیک ها کاهش بیشتری پیدا می کند، خروجی یکسوکننده های ۳۶ پالس دارای کمترین اعوجاج ولتاژ و جریان می باشد که می توان برای سطوح بالای توان و ولتاژ نیز از یکسوکننده های ۳۶ پالسه استفاده کرد. کاربرد این یکسوکننده ها بیشتر در هوافضا ، زیر دریایی ، آسانسور ، HVDC و ups می باشد .

(Aghighi, Ebrahimi, 2010)



شکل A1- شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۳۶ پالسه به همراه مدل DC



AC مدل شکل ۱

DC شکل ۲ مدل

۱-۱- مبدل الکترونیک قدرت:

مبدل الکترونیک قدرت، کاربرد زیادی در هوا فضا، وسایل نقلیه، کشتی ها، در خط تولیدات صنعتی و مخابرات پیدا کرده اند. دلیل استفاده زیاد از سیستم های الکترونیکی نسبت به سیستم های مکانیکی و هیدرولیکی و پنوماتیکی این است که این سیستم ها دارای وزن کم، قابلیت اطمینان بالا، تعمیر و نگهداری کم هزینه و راندمان بالایی هستند. تعویض سیستم های مکانیکی و هیدرولیکی از یکسو و جایگزین کردن سیستم های الکترونیکی از سوی دیگر به MEA (more electric

Aircraft) مشهور شده است. رشد گسترش همه جانبه این سیستم ها (MEA) موجب استفاده بیش از حد آنها، در صنعت هوا فضا شده است. [۸ تا ۳]

زیرا این سیستم ها با قابلیت اطمینان بالا و خطای تلورانس پایین، به وضوح در صنعت هوا فضا دیده می شوند. مفهوم MEA علاوه بر مزایای گفته شده دارای معایبی نیز می باشد. اثر متقابل و فعل و انفعالات بین منبع AC و DC موجب تولید هارمونیک ها و ناپایداری در سیستم های الکترونیکی می شود. به منظور کاهش هارمونیک ها و افزایش پایداری بین منبع AC و بار DC، روشهای مختلفی را مورد مطالعه و بررسی قرار خواهیم داد. یکی از این روشها که منجر به کنترل بهتر فرایندها، داخل مبدل الکترونیک قدرت می شود استفاده از CPLs (Constant Power Loads) می باشد. این CPLs ها ناپایداری، هارمونیک حتی نوسانات بین منبع AC و بار DC را کاهش می دهند. در سالهای گذشته هزینه های قابل توجهی صرف حذف این هارمونیک ها و در سیستم های توزیع شده است. همچنین طراحی و مدلسازی یکسوکننده های ۲۴ پالس باعث کاهش دامنه هارمونیک ۲۳ و ۲۵ می گردد در این مقاله یکسوکننده ۲۴ پالس برای اولین بار طراحی و مدلسازی میگردد و این مدلسازی توسط نرم افزارهای Mc7, Pspice, Hspice (micro cap) صورت گرفته است و از نظر هارمونیک با افزایش تعداد پالسها دامنه هارمونیک ها کاهش بیشتری خواهد داشت. نتایج نشان می دهد از نظر خروجی یکسوکننده های ۲۴ پالس دارای کمترین اعوجاج ولتاژ و جریان خواهند بود کاربرد این یکسوکننده ها بیشتر در هوافضا، زیردریایی، اسانسور، HVDC و UPS میباشد.

(Cross et al, 2014)

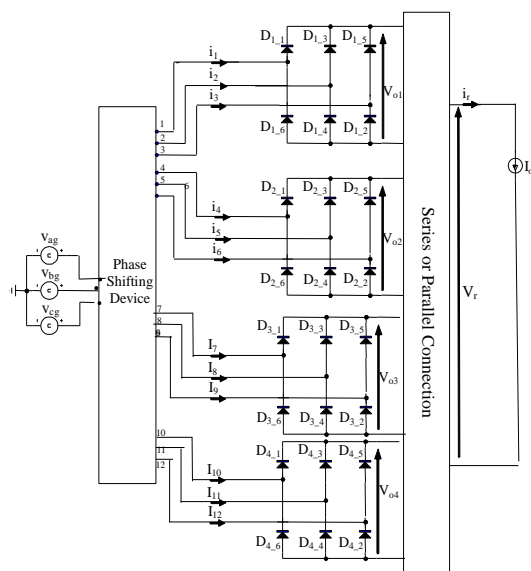
مدلسازی ۲۴ پالس ۱-۲- متوسط گیری کلی از یکسوکننده های ۲۴ پالس:

مدار کلی یکسوکننده ۲۴ پالس برای سه حالت زیر مطابق شکل ۱-۱ میباشد. در این مقاله مدل DC سه نوع مختلف یکسوسازهای ۲۴ پالس با استفاده از مدلسازی های مقدار متوسط غیر خطی NLAM مورد بررسی قرار گرفته است. در دو یکسوساز اول، ترانسفورمر $Y/ZY\Delta$ سه سیم پیچه استفاده می شود، با این تفاوت که خروجی های یکسوساز بصورت سری یا موازی وصل می شوند. مدار سوم از یک ترانسفورمر یا اتوترانس اتوماتیک و نحوه اتصال خروجی موازی استفاده می شود.

۱: یکسوکننده های ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZY\Delta$ ، خروجی بصورت سری

۲: یکسوکننده های ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZY\Delta$ ، خروجی بصورت موازی

۳: اتصال اتوترانس، با خروجی موازی



شکل ۱-۱- شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالس برای سه حالت

یکسوکننده از سه ولتاژ AC متعادل تشکیل شده است که ولتاژهای خط به زمین با بردار VS مطابق رابطه (۱-۱) نشان داده شده است. هر کدام از این منبع ولتاژها ۱۲۰ درجه با هم اختلاف فاز دارند. [۲ تا ۱]

شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالس برای سه حالت:

۱: اتصال Y/ZYZΔ، خروجی بصورت موازی

۲: اتصال Y/ZYZΔ، خروجی بصورت سری

۳: اتصال اتوترانس، با خروجی موازی

برای تهیه ی منابعی با $\pm 15^\circ$ انتقال فاز جهت عملکرد ۲۴ پالسی، از چهار اتصال چند ضلعی مانند اتصال Y/ZYZΔ (که از لحاظ الکتریکی مشابهند) به صورت سری یا موازی می توان استفاده کرد. با جانشین کردن اتصالات (Y/ZYZΔ) و اتوترانس ۲۴ پالس، در قسمت انتقال دهنده فازو همچنین نحوه اتصالات خروجی (سری یا موازی) به بار DC مربوط به شکل ۱-۱، باعث بوجود آمدن نتایج ویژه ای در مدار فوق شده است. [۳ تا ۴]

نشان داده شده است. (۱-۲)

$$v_s = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

(1-1)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = A_1 v_s - B_1 \frac{d}{dt}(i_1) - C_1 \frac{d}{dt}(i_2) - D_1 \frac{d}{dt}(i_3) - E_1 \frac{d}{dt}(i_4)$$

(2-1) به منظور کاهش جریان هارمونیک، از اتوترا سفورمرهای انتقال دهنده فاز استفاده می شود. ترانسفورمرها اغلب فاقد تلفات هستند و جریان مغناطیس کنندگی و اندوکتانس ناشی ناچیزی دارند. همانطور که در شکل 1-2 نشان داده شده V_1 و V_2 و V_3 و V_4 ولتاژهای خروجی پل یکسو ساز می باشند که تابعی از ولتاژ منبع v_s و جریانهای ورودی i_1, i_2, i_3 و i_4 که بصورت ضرایب ماتریسی در معادلات 1-3 تا 1-6 آمده اند، وابسته میباشد.

(Baghramian, 2009)

(3-1)

$$i_1 = [I_1 \quad I_2 \quad I_3]^T$$

(4-1)

$$i_2 = [I_4 \quad I_5 \quad I_6]^T$$

(5-1)

$$i_3 = [I_7 \quad I_8 \quad I_9]^T$$

$$i_4 = [I_{10} \quad I_{11} \quad I_{12}]^T \quad (6-1)$$

در معادله 1-7 جریان i_L DC بار است. A, B, C, D, E, F ضرایب ماتریسی هستند که به IPR (انتقال دهنده های فاز میانی) و بازه تحلیل و آنالیز مدار وابسته هستند و ضریب (F) به اتصال خروجی پل دیود ها که بصورت سری یا موازی بسته شوند و همچنین به IPR نیز وابسته میباشد وقتی نیاز به انتقال دهنده فاز میانی (IPR) در مدار ضرورتی نباشد ضریب $F=0$ خواهد بود. [5 تا 7]

.....

(7-1)

$$V_r = Av_s - B \frac{d}{dt}(i_1) - C \frac{d}{dt}(i_2) - D \frac{d}{dt}(i_3) - E \frac{d}{dt}(i_4) - F \frac{d}{dt}(i_L)$$

حال برای متوسط گیری از ولتاژ خروجی از رابطه 6-1 انتگرالگیری میشود. حدود انتگرالگیری از θ_1, θ_2 مطابق رابطه 7-1 پس از تقسیم آن بر بازه زمانی معین حاصل می شود.

$$\bar{V}_r = \frac{1}{\pi/12} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (Av_s) d\theta - B \frac{[i_1(\theta_2) - i_1(\theta_1)]}{\Delta t} - C \frac{[i_2(\theta_2) - i_2(\theta_1)]}{\Delta t} - D \frac{[i_3(\theta_2) - i_3(\theta_1)]}{\Delta t} - E \frac{[i_4(\theta_2) - i_4(\theta_1)]}{\Delta t} - F \frac{d}{dt}(i_L)$$

(8-1)

در رابطه 8-1 متوسط ولتاژ خروجی کل یکسوساز میباشد که با جایگذاری $\Delta i = \frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt}$ در این رابطه متوسط ولتاژ

خروجی کل مدار مطابق رابطه 8-1 حاصل می شود. ضریب k_o در اتصال سری پل دیود ها برابر یک، و برای اتصال موازی پل دیود ها برابر ۲۵ خواهد بود.

(9-1)

$$\bar{V}_r = \frac{1}{\pi/12} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (Av_s) d\theta - \frac{12\omega}{\pi} B \begin{bmatrix} -i \\ -\Delta i \\ +\Delta i \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} C \begin{bmatrix} -\Delta i \\ i + \Delta i \\ \Delta i \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} D \begin{bmatrix} -\Delta i \\ i + \Delta i \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} E \begin{bmatrix} -i \\ i + \Delta i \\ -\Delta i \end{bmatrix} - F \frac{d}{dt}(i_L)$$

$$\bar{V}_r = \frac{1}{\pi/12} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (Av_s) d\theta - B \frac{[i_1(\theta_2) - i_1(\theta_1)]}{\Delta t} - C \frac{[i_2(\theta_2) - i_2(\theta_1)]}{\Delta t} - D \frac{[i_3(\theta_2) - i_3(\theta_1)]}{\Delta t} - E \frac{[i_4(\theta_2) - i_4(\theta_1)]}{\Delta t} - F \frac{d}{dt}(i_L)$$

$$\bar{V}_r = \frac{1}{\pi/12} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (Av_s) d\theta - \frac{12\omega}{\pi} B \begin{bmatrix} -i \\ -\Delta i \\ +\Delta i \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} C \begin{bmatrix} -\Delta i \\ i + \Delta i \\ \Delta i \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} D \begin{bmatrix} -\Delta i \\ i + \Delta i \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} E \begin{bmatrix} -i \\ i + \Delta i \\ -\Delta i \end{bmatrix} - F \frac{d}{dt}(i_L)$$

جدول ۱-۱ جریان های نقاط کلیدزنی

	θ_1	θ_2
$I(L_1)$	$-i$	0
$I(L_2)$	$-i$	$-i - \Delta i$
$I(L_3)$	i	$i + \Delta i$
$I(L_4)$	$-i$	$-i - \Delta i$
$I(L_5)$	0	$i + \Delta i$
$I(L_6)$	i	$i + \Delta i$
$I(L_7)$	$-i$	$-i - \Delta i$
$I(L_8)$	0	$i + \Delta i$
$I(L_9)$	0	0
$I(L_{10})$	i	0
$I(L_{11})$	0	$i + \Delta i$
$I(L_{12})$	$-i$	$-i - \Delta i$

(۱۲-۱)

$$\bar{V}_r = \frac{1}{\pi/12} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (A v_s) d\theta - \frac{12\omega}{\pi} B \begin{bmatrix} -i \\ -\frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \\ \frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} C \begin{bmatrix} -\frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \\ i + \frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \\ \frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} D \begin{bmatrix} -\frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \\ i + \frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \\ 0 \end{bmatrix} - \frac{12\omega}{\pi} E \begin{bmatrix} -i \\ i + \frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \\ -\frac{\pi}{12\omega} \frac{di_r}{dt} \end{bmatrix} - F \frac{d}{dt} (i_L)$$

$$\bar{V}_r = \frac{12\omega}{\pi} \mathbf{A} \int_{\theta_1/\omega}^{\theta_2/\omega} \mathbf{v}_s dt - \frac{12\omega}{\pi} \bar{i}_r \left(k_o \mathbf{L}(\mathbf{B}) \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + k_o \mathbf{L}(C) \begin{bmatrix} 0 \\ +1 \\ 0 \end{bmatrix} + \left(k_o \mathbf{L} \left(D \begin{bmatrix} 0 \\ +1 \\ 0 \end{bmatrix} + E \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \right) \right) \bar{i}_r + \left(k_o r(\mathbf{B}) \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ +1 \end{bmatrix} + k_o r(C) \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \\ +1 \end{bmatrix} \right) + \left(k_o r \left(D \begin{bmatrix} -1 \\ +1 \\ 0 \end{bmatrix} + E \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} \right) \right) \frac{d\bar{i}_r}{dt} \quad (13-1)$$

۳-۱- متوسط گیری جزیی از یکسوکننده های ۲۴ پالسه :

معادله ۸-۱ معادله نهایی متوسط ولتاژ خروجی کلی، یکسوکننده ۲۴ پالسه میباشد که در سه مرحله با ترکیب اتصالات $Y/ZYZA$ واتوترانس حالت های گوناگونی را مورد بررسی قرار میدهد.

مقادیر θ_1 و θ_2 و A, B, C, D, E, F برای هر یکسوکننده ۲۴ پالسه بسته به نوع ساختار انتقال دهنده فاز میانی (IPR) و متفاوت میباشد و در باره هر ساختار به تفصیل بحث میشود. [۸ تا ۵]

(Aghighi, Ebrahimi, 2010)

۴-۱- اتصال $Y/ZYZA$, خروجی بصورت سری:

سه مبدل عملا سری شده اند و این حالت بر بسیاری از سیستم های ۲۴ پالسی با مبدل های موازی برتری دارد:

این برتری ها شامل موارد زیر می باشد:

۱- به ترانسفورمر بین دو فاز نیاز ندارد .

۲- نسبت به هارمونیک های موجود ولتاژ خط هیچ گونه حساسیتی ندارد .

۳- برای کاهش شدید هارمونیک های هفدهم و بالاتر ، عملا از راکتانس اضافی خط AC می توان استفاده کرد.

شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالسه با اتصال ستاره، مثلث ، با خروجی سری مطابق شکل ۵-۱ میباشد. [۴ تا ۱]

در این اتصال به انتقال دهنده فاز میانی نیاز نمی باشد. و چون نوع اتصال سری است ضریب ثابت k_o برابر یک خواهد بود. معادله نهایی متوسط ولتاژ خروجی کلی، یکسوکننده ۲۴ پالسه مطابق رابطه ۹-۱ میباشد.

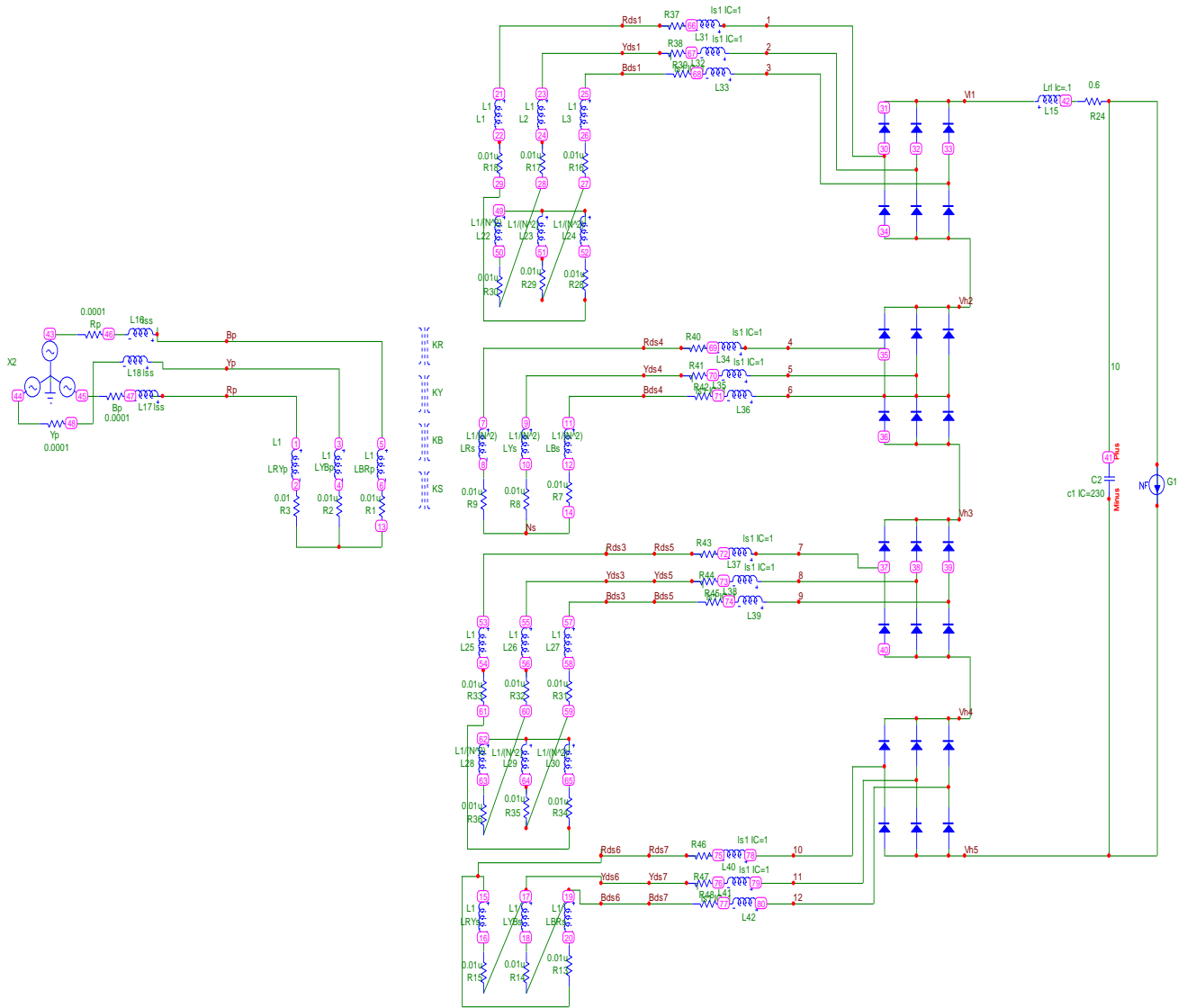
(۱۴-۱)

$$\bar{V}_r = \frac{12\sqrt{3.267}nV_m}{\pi} - \left[\frac{12\omega n^2(0.82L_p + 0.36L_s)(3.267L_p + 0.27L_s)}{\pi} \left(0.36 + \frac{\sqrt{3.27}}{2}\right) + 9.267 \left(1 + \frac{\sqrt{3.27}}{2}\right) n^2 r_p + 9.36n^2 r_s + 9.36r_s \right] \bar{i}_r$$

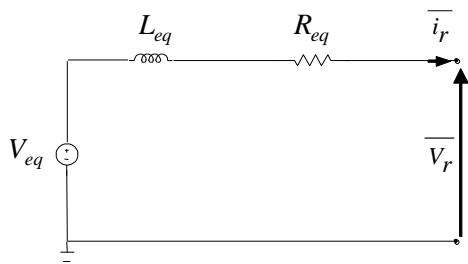
$$- \left[12.3 \left(0.36 + \frac{\sqrt{3.267}}{2}\right) n^2 L_p + 2.36 \left(1.82 + \frac{\sqrt{3.27}}{2}\right) n^2 L_s + 12L_s \right] \frac{d\bar{i}_r}{dt}$$

جدول ۱-۲ - پارامترهای مدلسازی یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZYZ\Delta$, خروجی بصورت سری

Ve _q	Re _q
$\frac{12\sqrt{3.267}nV_m}{\pi}$	$\left[\frac{12\omega n^2(0.82L_p + 0.36L_s)(3.267L_p + 0.27L_s)}{\pi} \left(0.36 + \frac{\sqrt{3.27}}{2}\right) + 9.267 \left(1 + \frac{\sqrt{3.27}}{2}\right) n^2 r_p + 9.36n^2 r_s + 9.36r_s \right]$
Le _q	
$\left[12.3 \left(0.36 + \frac{\sqrt{3.267}}{2}\right) n^2 L_p + 2.36 \left(1.82 + \frac{\sqrt{3.27}}{2}\right) n^2 L_s + 12L_s \right]$	



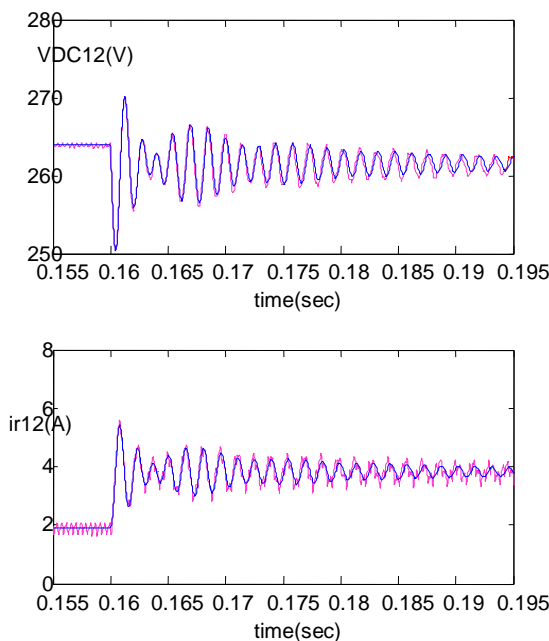
شکل ۱-۵ شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZY\Delta$ ، با خروجی سری



شکل ۱-۵-۱ مدل dc شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZY\Delta$ با خروجی سری

جدول ۳-۱ - اتصال $Y/ZYZ\Delta$, خروجی بصورت سری

	$Y/ZYZ\Delta$ سری		
A	$\left[\frac{1}{\sqrt{3.27}} \quad \left(\frac{.26}{\sqrt{3.27}}\right) \quad -\left(1 + \frac{3.73}{\sqrt{2}}\right) \right]$		
B	$\left[\left(1 + \frac{4L_p}{\sqrt{3.27}}\right) \quad -\left(1 + \frac{.26}{\sqrt{3}}\right)L_p + 3L_s \quad -\left(\left(1 + \frac{3.73}{\sqrt{3.27}}\right)L_p + 3L_s\right) \right]$		
C	$\left[\frac{3L_p}{\sqrt{3.27}} \quad -\left(1 + \frac{.26}{\sqrt{3.27}}\right)L_p + 4L_s \quad -\left(\left(1 + \frac{.26}{\sqrt{3.27}}\right)L_p + 2L_s\right) \right]$		
D	$\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}}\right) \quad -\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}}\right) \quad \frac{1}{.26}\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}}\right)$		
E	$-\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}} \frac{L_p}{4} + \frac{L_s}{4}\right) \quad -\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}} \frac{L_p}{4}\right)$ $\left(1 + \frac{L_p}{\sqrt{3.27}}\right)$		
F	$\frac{2.26L_p}{4\sqrt{3.27}} \quad -\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}} \frac{L_p}{4} + \frac{3L_s}{4}\right)$ $\left(\left(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}}\right) \frac{L_p}{4}\right)$		
θ_1, θ_2, D, i	$\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{24}$	$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{24}$	$0 \quad i_L$



شکل ۱-۶- شکل موج یکسوکننده دیودی ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZYZ\Delta$ ، با خروجی سری با نرم افزار MC7

۱-۵- اتصال $Y/ZYZ\Delta$ ، خروجی بصورت موازی:

شماتیک کلی مدار یکسوکننده پالسه ۲۴ با اتصال $Y/ZYZ\Delta$ با خروجی موازی مطابق شکل ۱-۷ می باشد. در هر اتصال ، جریان مغناطیسی کننده به اندوکتانس مغناطیس کننده ترانسفورمر بین دو فاز بستگی دارد . مبدل به گونه ای انتخاب می شود که جریان مغناطیس کنندگی در بدترین حالت با جریان مربوط به کمترین بار مورد نیاز تداخل نکند . با کاهش جریان بار dc به مقدار متوسطی کمتر از حداکثر جریان مغناطیس کنندگی ترانسفورمر ، حالت عملکرد تغییر می یابد. عملکرد در این شرایط خروجی کم تحت تاثیر مشخصه های مغناطیسی هسته قرار گرفته و نسبتا غیر قابل پیش بینی می باشد. به منظور جلوگیری از اشباع هسته در شرایط عدم تعادل جریان dc ، در مسیر مغناطیسی ترانسفورمر بین دو فاز از فاصله هوایی می توان استفاده کرد . اما این کار باعث بروز پدیده نامطلوب کاهش اندوکتانس مغناطیس کنندگی می شود . [۱ تا ۲] شکل ۱-۷- شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالسه با اتصال $Y/ZYZ\Delta$ ، با خروجی موازی می باشد که در این اتصال به انتقال دهنده فاز میانی نیاز دارد . و چون نوع اتصال موازی است ضریب ثابت k_o برابر ۰.۲۵ خواهد بود.

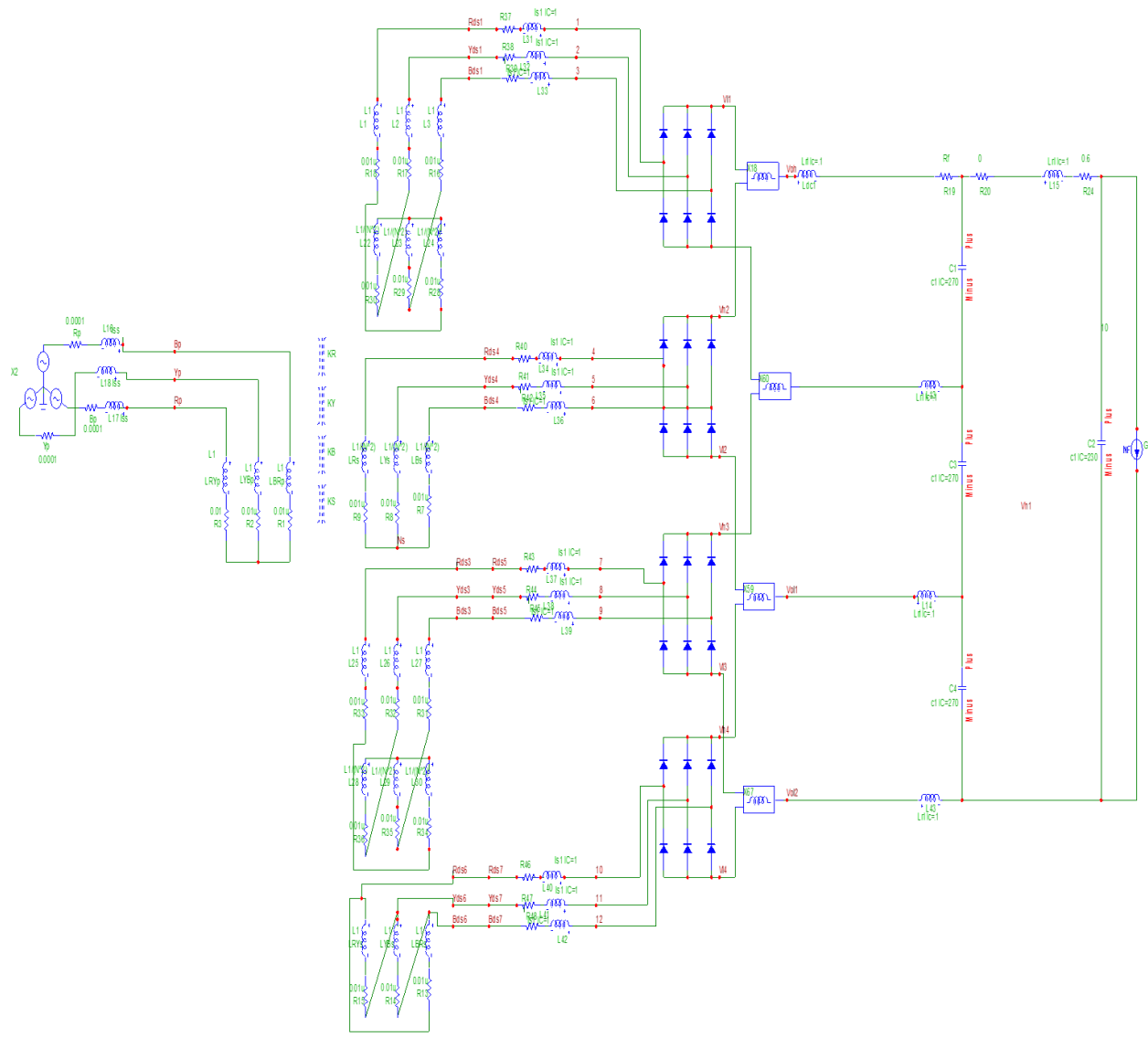
(Cross et al, 2014)

ضریب (D) بخاطر وجود انتقال دهنده فاز میانی مخالف صفر خواهد بود و معادل اندوکتانس نشتی Liar می باشد. معادله نهایی متوسط ولتاژ خروجی کلی، یکسوکننده ۲۴ پالس مطابق رابطه ۱۰-۱ به شرح زیر است: می باشد. در شکل ۸-۱ مدار معادل dc تفاوت زیادی با رابطه ۹-۱ ندارد تنها تفاوت آن در Vr در رابطه ۱۰-۱ مربوط به شکل ۷-۱ به شرح زیر است. [۲ تا ۱]

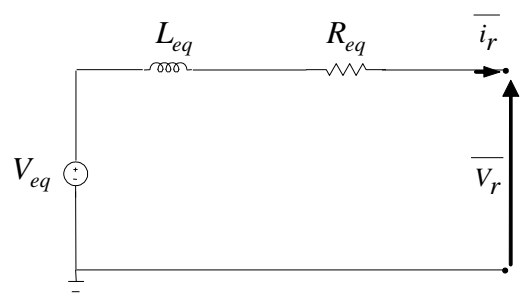
$$\bar{V}_r = \frac{24\sqrt{3.267}nV_m}{2.2\pi} - \left[\frac{24\omega(n^2L_p + 3.267L_s)(0.36n^2L_p + 0.82L_s)}{2.2\pi} \right] \bar{i}_r - \left[\left(.38 + \frac{\sqrt{3.27}}{2} \right) 2.73n^2L_p + 2.38 \left(1 + \frac{\sqrt{3.27}}{2} \right) 2L_s + 1.8L_{ipr} \right] \frac{d\bar{i}_r}{dt} - \left[\left(1 + \frac{\sqrt{3.267}}{2} \right) 2.38n^2r_p + 2.38 \left(1 + \frac{\sqrt{3.267}}{2} \right) r_s \right] \bar{i}_r \quad (15-1)$$

جدول ۱-۴- پارامترهای مدل سازی یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال Y / ZYZA، خروجی بصورت موازی

Veq	Req	Leq
$\frac{24\sqrt{3.267}nV_m}{2.2\pi}$	$\left[\frac{24\omega(n^2L_p + 3.267L_s)(0.36n^2L_p + 0.82L_s)}{2.2\pi} \right] \bar{i}_r - \left[\left(1 + \frac{\sqrt{3.267}}{2} \right) 2.38n^2r_p + 2.38 \left(1 + \frac{\sqrt{3.267}}{2} \right) r_s \right] \bar{i}_r$	$\left[\left(.38 + \frac{\sqrt{3.27}}{2} \right) 2.73n^2L_p + 2.38 \left(1 + \frac{\sqrt{3.27}}{2} \right) 2L_s + 1.8L_{ipr} \right]$



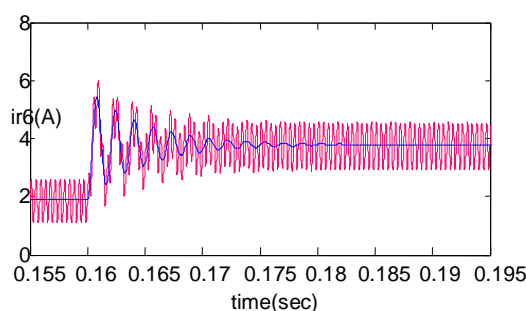
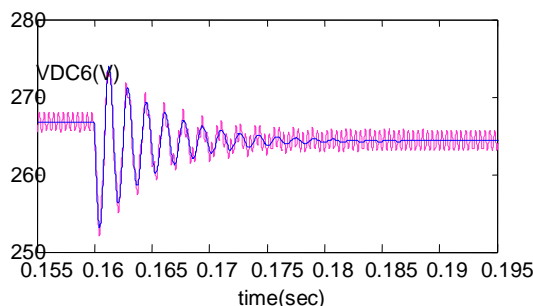
شکل ۱-۷- شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZYZ\Delta$ با خروجی موازی



شکل ۱-۸- مدل سازی یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال $Y/ZYZ\Delta$, خروجی بصورت موازی

جدول ۵-۱ - اتصال $Y/ZYZ\Delta$, خروجی بصورت موازی

	موازی $Y/ZYZ\Delta$			
A	$(1 + \frac{1}{.26\sqrt{3.27}})$	$-\frac{1}{.26}(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}})$	$\frac{1}{.26}(1 + \frac{3.73}{\sqrt{3.27}})$	
B	$(1 + \frac{.26}{\sqrt{3.27}})\frac{L_p}{4} + \frac{L_s}{4}$	$-\left((1 + \frac{.26}{\sqrt{3.27}})\frac{L_p}{4}\right)$	$(1 + \frac{L_p}{\sqrt{3.27}})$	
C	$\frac{-3L_p}{4\sqrt{3.27}}$	$-(1 + \frac{.26}{\sqrt{3.27}})\frac{L_p}{4} + \frac{3L_s}{4}$	$-\left((1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}})\frac{L_p}{4}\right)$	
D	$\left[(1 + \frac{L_p}{\sqrt{3.27}}) \quad -(1 + \frac{1}{\sqrt{3}})L_p \quad ((1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}})L_p) \right]$			
E	$\left[(1 + \frac{4L_p}{\sqrt{3.27}}) \quad (1 + \frac{.26}{\sqrt{3}})L_p + 3L_s \quad -\left((1 + \frac{3.73}{\sqrt{3.27}})L_p + 3L_s\right) \right]$			
F	$\left[-\frac{L_p}{\sqrt{3.27}} \quad -(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}})L_p + 4L_s \quad -(1 + \frac{1}{\sqrt{3.27}})L_p + 2L_s \right]$			
θ_1, θ_2, D, i	$\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{24}$	$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{24}$	$4L_{sr}$	$i_L / 4$



شکل ۹-۱- شکل موج یکسوکننده دیودی ۲۴ پالس اتصال $Y/ZYZ\Delta$ ، با خروجی موازی با نرم افزار MC7

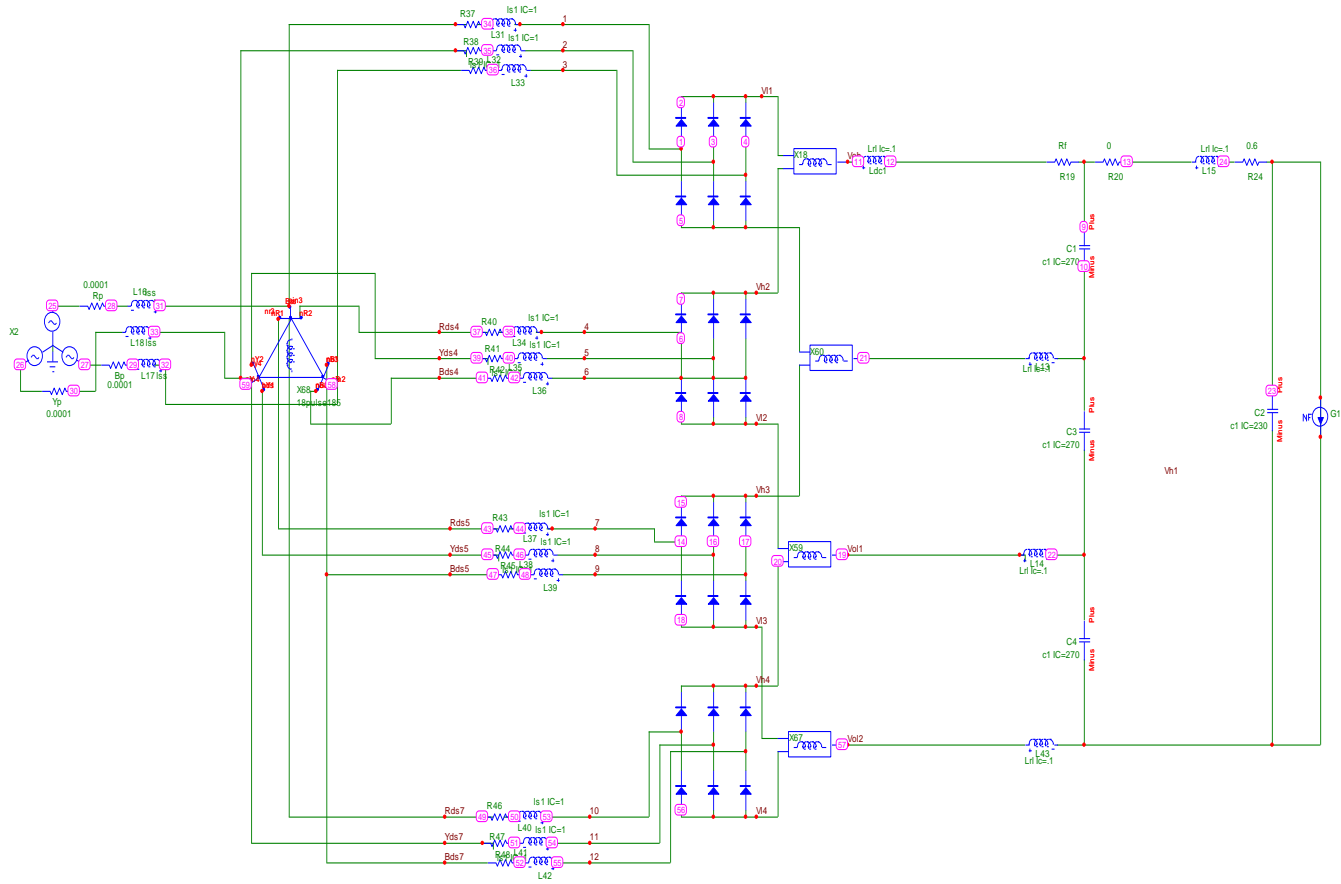
۶-۱- اتصال اتوترانس، خروجی بصورت موازی:

اتوترانس مربوطه در این قسمت از سیم پیچ های تزویج شده ای تشکیل شده است که برای فیلتر کردن در فرکانسهای بالا کاربرد فراوانی دارد. در برخی اتصالات ۲۴ پالسی به ویژه هنگامی که اجزاء شش پالسی ایزوله نشده باشند، وجود ترانسفورمر بین دو فاز برای عملکرد ۲۴ پالسی ضروری است. این یک عیب به حساب می آید و باید به هنگام طراحی و کنترل دقیقتری صورت گیرد. در شکل ۱۰-۱ شماتیک کلی مدار یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال اتوترانس به شرح زیر است:

برای مدار فوق نسبت ترانس: k می باشد که مقدار فوق برابر $(k = \sqrt{3} / \tan 7.5^\circ \quad 13.14:1)$ است.

این اتوترانس که از طریق منبع AC سه فاز تغذیه می شود دارای چند سری شکل موج است که با هم اختلاف $\pm 15^\circ$ فاز درجه دارند. چهار یکسوکننده ۶ پالس سهم یکسانی از جریان بار را خواهند داشت و بدلیل موازی بودن اتصال خروجی ضریب k برابر ۲۵/ خواهد بود. و همچنین ضریب D معادل $4Lpir$ می باشد. در رابطه ۱-۱۱ ولتاژ خروجی متوسط برای این اتوترانس به شرح زیر است: [۶۳]

(Baghramian, 2009)



شکل ۱-۱۰: اتصال اتوترانس، خروجی بصورت موازی

(۱۶-۱)

$$\bar{V}_r = \frac{24\sqrt{3.267}}{\pi} \sin\left[\frac{\pi}{24}\right] V_m - \left[\frac{24\omega}{5\pi} \left(2.38 \left(1 - \frac{6\sqrt{3.267}}{k} \right) L_p + 3.276 \left(1 - \frac{6\sqrt{3.267}}{k} \right) L_s \right) - \left[\frac{9}{2} r_p + \frac{8}{3} r_s \right] \right] \bar{i}_r$$

$$- \left[4.3L_p + 2.38 \left(1 - \frac{6\sqrt{3.267}}{k} \right) L_s + \frac{9}{2} L_{ipr} \right] \frac{d\bar{i}_r}{dt}$$

جدول ۱-۶- پارامترهای مدلسازی یکسوکننده ۲۴ پالس با اتصال اتوترانس، خروجی بصورت موازی

Ve _q	Re _q	Le _q
$\frac{24\sqrt{3.267}}{\pi} \sin\left[\frac{\pi}{24}\right] V_m$	$\left[\frac{24\omega}{5\pi} \left(2.38 \left(1 - \frac{6\sqrt{3.267}}{k} \right) L_p + 3.276 \left(1 - \frac{6\sqrt{3.267}}{k} \right) L_s \right) - \left[\frac{9}{2} r_p + \frac{8}{3} r_s \right] \right]$	$\left[4.3L_p + 2.38 \left(1 - \frac{6\sqrt{3.267}}{k} \right) L_s + \frac{9}{2} L_{ipr} \right]$

جدول ۱-۷- پارامترهای اتوترانس

	اتوترانس			
A	$+\frac{1}{2}(1+\frac{1}{\sqrt{3.27}})$	$-\frac{3}{4}(1+\frac{1}{.267})$	$-(1+\frac{1}{\sqrt{3.27}})$	
B	$-(1+\frac{1}{\sqrt{3.27}})$	$-(1+\frac{1}{\sqrt{3.27}})L_p + \frac{3L_s}{4}$	$((1+\frac{1}{.26})L_p + \frac{3L_s}{4})$	
C	$\frac{-4L_p}{\sqrt{3.27}}$	$+(1+\frac{1}{.26})L_p + \frac{L_s}{2}$	$-(1+\frac{1}{.26})L_p + \frac{3L_s}{4}$	
D	$[(1+\frac{4L_p}{\sqrt{3.27}}) (1+\frac{.26}{\sqrt{3}})L_p + 3L_s \quad -((1+\frac{3.73}{\sqrt{3.27}})L_p + 3L_s)]$			
E	$-(1+\frac{1}{\sqrt{3.27}}\frac{L_p}{4} + \frac{L_s}{4}) - (1+\frac{1}{\sqrt{3.27}}\frac{L_p}{4})$ $(1+\frac{L_p}{\sqrt{3.27}})$			
F	$\frac{3L_p}{4\sqrt{3.27}}$	$-(1+\frac{1}{\sqrt{3.27}}\frac{L_p}{4} + \frac{3L_s}{4})$	$((1+\frac{1}{\sqrt{3.27}})\frac{L_p}{4})$	
θ_1, θ_2, D, i	$\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{24}$	$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{24}$	$4L_{sr}$	$i_L / 4$

بیست و دومین کنفرانس بین المللی

فناوری اطلاعات ، کامپیوتر و مخابرات

22th International Conference on
Information Technology, Computer and Telecommunication

ارائه گواهینامه بین المللی به شرکت کنندگان همایش

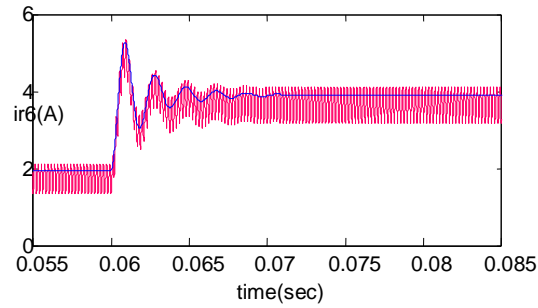
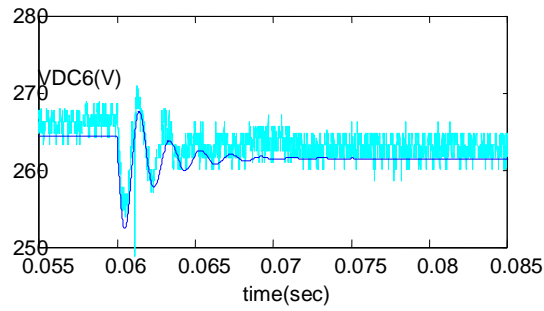
شرکت به صورت حضوری و غیر حضوری

02171053038

www.itctconf.ir

2024

Georgi



شکل ۱-۱۱- شکل موج یکسوکننده دیودی ۲۴ پالس اتصال اتوترانس، با خروجی موازی با نرم افزار MC7

با تغذیه تجهیزات الکترونیک قدرت از طریق ترانسفورمرهای انتقال دهنده فاز ۱:۱ مناسب، جریان های هارمونیک را می توان کاهش داد. ترانسفورمرهای ایزولاسیون معمولی دارای سیم پیچی مضاعف $Y/ZY\Delta$ ، عموماً در عملکرد سیستم ۲۴ پالسی مورد استفاده قرار گرفته اند و علاوه بر جریان های هارمونیک پنجم، هفتم، یازدهم و سیزدهم و هارمونیک های هفدهم، نوزدهم را نیز کاهش می دهند. ترانسفورمرهای $Y/ZY\Delta$ به صورت عادی قابل دسترسی هستند. اما با طرح های چند ضلعی خود اتصال یا با مقادیر نامی تفاضلی به بازده بهتر و هزینه کمتر می توان دست یافت.

با روش های انتقال فاز خود اتصال، زاویه انتقال فاز به زاویه ۱۵۰ انتقال فاز $Y/ZY\Delta$ محدود نمی شود. با استفاده از انتقال فازهای مناسب، سایر جریان های هارمونیک هفدهم و نوزدهم نیز می توانند کاهش یابند.

در حالت سری و موازی نشان می دهد در بی باری ولتاژ حالت سری دو $Y/ZY\Delta$ مقایسه دو ترانسفورمر برابر حالت موازی میباشد پس نسبت ترانس مربوطه نیز دو برابر خواهد بود، همچنین نسبت اندوکتانس اولیه به ثانویه برای حالت سری ۴ برابر بزرگتر خواهد شد. هرچند برای یکسوکننده با اتصال موازی از اندوکتانس نشتی و انتقال دهنده فاز میانی (IPR) استفاده شده است با این تفاوت که در اتصال سری از (IPR) صرفه نظر می شود.

همچنین مقایسه اتصال $Y/ZY\Delta$ (خروجی بصورت موازی) با اتصال اتوترانس (خروجی موازی) نشان میدهد در بی باری ولتاژ خروجی اتوترانس به اندازه $1/\cos(\pi/24)$ بزرگتر خواهد شد که نسبت ولتاژ خروجی به ورودی (نسبت ترانس) برای اتوترانسفورمر مربوطه $1/\cos(\pi/24)$ میباشد. همچنین درون اتوترانس نسبت اندوکتانس پراکندگی و مقاومت ها $1/\cos^2(\pi/24)$ بزرگتر از اندوکتانس پراکندگی اتصال $Y/ZY\Delta$ می باشد. [۱۰ تا ۱۱]

(Aghighi, Ebrahimi, 2010)

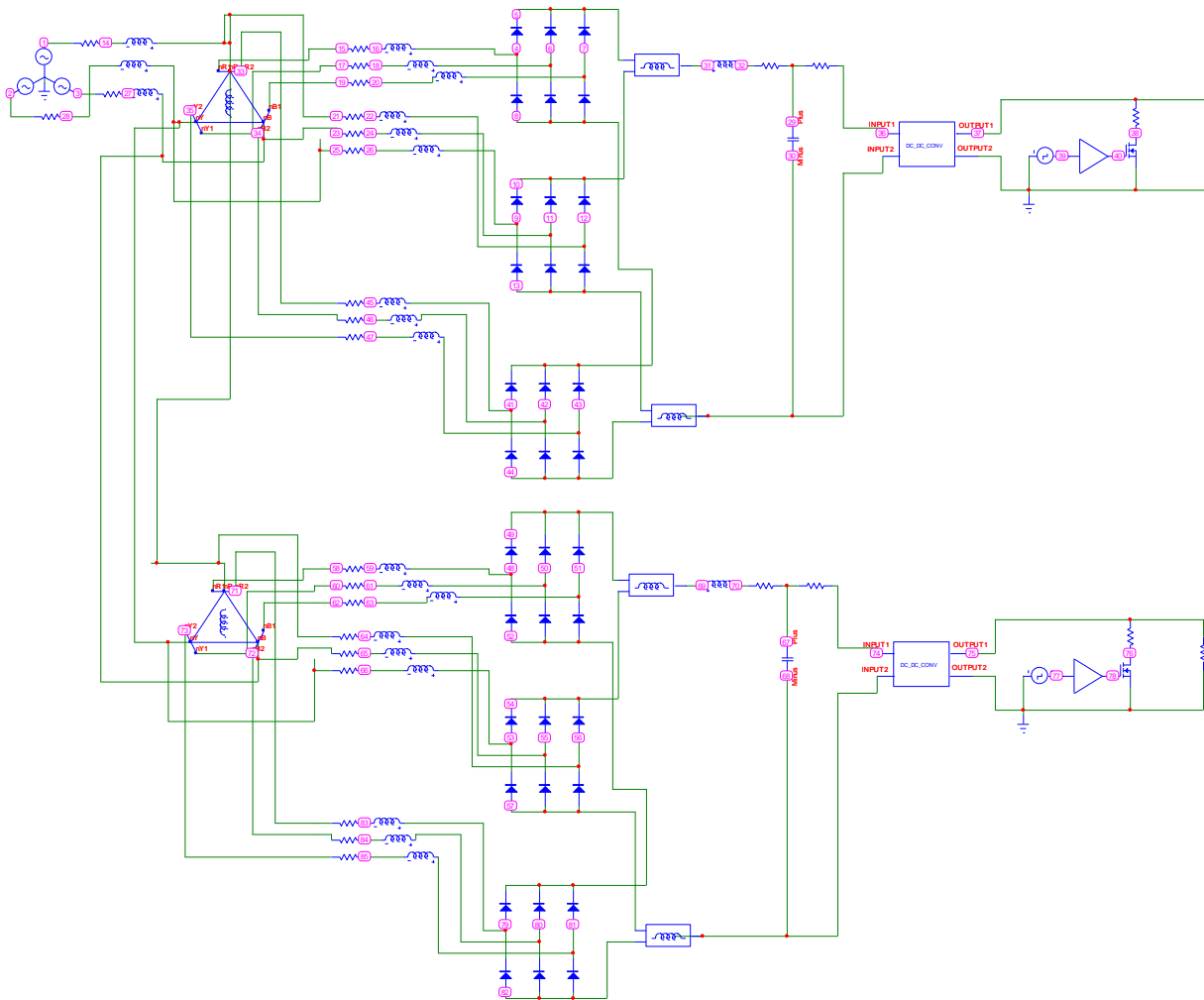
۱-۷- یکسوکننده ۳۶ پاسه

همچنین طراحی و مدلسازی یکسوکننده های ۳۶ پالس باعث کاهش دامنه هارمونیک ۳۵ و ۳۷ می گردد در این مقاله یکسوکننده ۳۶ پالس برای اولین بار طراحی و مدلسازی میگردد و این مدلسازی توسط نرم افزارهای (micro cap) Mc7, Pspice, Hspice صورت گرفته است و از نظر هارمونیک با افزایش تعداد پالسها دامنه هارمونیک ها کاهش بیشتری خواهد داشت. نتایج نشان می دهد از نظر خروجی یکسوکننده های ۳۶ پالس دارای کمترین اعوجاج ولتاژ و جریان خواهند بود کاربرد این یکسوکننده ها بیشتر

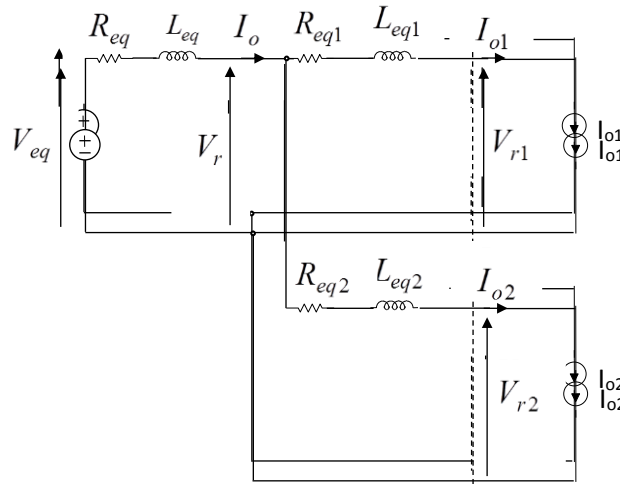


در هوافضا، زیردریایی، ا سانسور، HVDC و UPS میبا شد. برای کاربردهای حیاتی اندازه/وزن از مانند هواپیماهای برقی و هوا فضا اهمیت خاصی برخوردار است.

یک سو کننده های 36 پالس مبتنی بر. دو یک سو کننده 18 پالسه تعبیه می گردد. هر یک سو کننده یک بار توان ثابت جداگانه را از طریق یک مرتبه مبدل تامین می کند فیلتر DC بار ثابت با استفاده از توان محقق می شود یک مبدل DC-DC با قابلیت تنظیم با بار مقاومتی می باشد. سه منبع AC ایده آل، به همراه سه سلف و سه مقاومت ها، طراحی گردیده است.



شکل ۱۲-۱ یکسوکننده ۳۶ پالس اتصال اتوترانس، با خروجی موازی با نرم افزار MC7



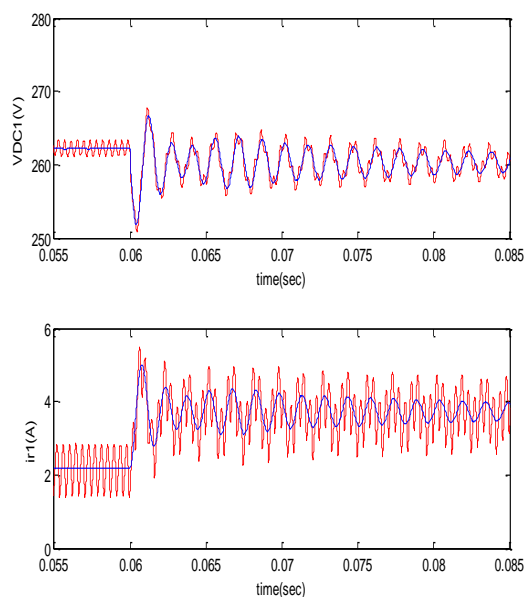
مدار معادل یکسوکننده ۳۶ پالس شکل ۱۳-۱

$$\begin{aligned} \bar{V}_r = & \frac{36\sqrt{1.2}}{\pi} \sin\left[\frac{\pi}{36}\right] V_m - \left[\frac{36\omega}{7\pi} \left(1.228 \left(1 - \frac{8\sqrt{1.23}}{k} \right) L_p + 3.276 \left(1 - \frac{8}{k} \right) L_s \right) - \left[\frac{18}{5} r_p + \frac{14}{5} r_s \right] \right] \bar{i}_r \\ & - \left[2L_p + 1.358 \left(1 - \frac{8}{k} \right) L_s + 2L_{ipr} \right] \frac{d\bar{i}_r}{dt} \end{aligned}$$

(۱۷-۱)

این اتوترانس که از طریق منبع AC سه فاز تغذیه می شود دارای چند سری شکل موج است که با هم اختلاف $\pm 10^\circ$ فاز درجه دارند. ۶ یکسوکننده ۶ پالس سهم یکسانی از جریان بار را خواهند داشت و بدلیل موازی بودن اتصال خروجی ضریب k برابر ۱۶ خواهد بود. [۴تا۱]

(Cross et al, 2014)



شکل ۱-۱۴- شکل موج یکسوکننده دیودی ۳۶ پالس اتصال اتوترانس، با خروجی موازی با نرم افزار MC7

۱-۷- نتیجه گیری:

یکسوکننده ها کاربرد زیادی در هوافضا دارند و بخش بنیادی صنعت هوافضا را مبدل های ac/dc تشکیل می دهد. همچنین در این یکسوکننده ها با افزودن تعداد پالسها تاثیر زیادی روی کاهش زاویه هدایت دیودها overlap می شود.

-در خطوط انتقال ac علاوه بر افزایش پالسها، مقاومت هانیز موجب کاهش شدید اعوجاج می شوند.

-زاویه overlap بر روی متوسط گیری و تک تک پارامترها تاثیر بسزایی دارد.

-با تغییرات کلی و جزئی ، مثل نحوه اتصال ورودی سه فاز بصورت اتوترانس وستاره ومثلث و...همچنین استفاده از انتقال دهنده های فازتوانستیم به آرایشهای مختلف یکسوکننده ۲۴ پالس برسیم.هدف از این آرایشهای مختلف رسیدن به سطح بالاتر توان و ولتاژ میباشد.

بیست و دومین کنفرانس بین المللی

فناوری اطلاعات ، کامپیوتر و مخابرات

22th International Conference on
Information Technology, Computer and Telecommunication

ارائه گواهینامه بین المللی به شرکت کنندگان همایش

شرکت به صورت حضوری و غیر حضوری

02171053038

www.itctconf.ir

2024

Georgia

-دامنه هارمونیک ها نیز با افزایش تعداد پالسها کاهش شدیدی می یابد.

- ترانسفورمرهای ایزولاسیون معمولی دارای سیم پیچی مضاعف $Y/ZYZ\Delta$ ، عموماً در عملکرد سیستم ۲۴ پالسی مورد استفاده قرار گرفته اند و علاوه بر جریان های هارمونیک پنجم ، هفتم ، یازدهم و سیزدهم و هارمونیک های هفدهم، نوزدهم را نیز کاهش می دهند . با روش های انتقال فاز خود اتصال ، زاویه انتقال فاز به زاویه 150 انتقال فاز $Y/ZYZ\Delta$ محدود نمی شود . با استفاده از انتقال فازهای مناسب ، سایر جریان های هارمونیک نیز هارمونیک های هفدهم و نوزدهم نیز می توانند کاهش یابند.

-ترانسفورمرهای $Y/ZYZ\Delta$ به صورت عادی قابل دسترسی هستند . اما با طرح های چند ضلعی خود اتصال یا با مقادیر نامی تفاضلی به بازده بهتر و هزینه کمتر می توان دست یافت . در آینده میتوان یکسوکونده هایی با پالسهای بیشتری (۴۸...مدلسازی کرد تا بتوان علاوه بر دامنه هارمونیک ها هفدهم و نوزدهم هارمونیکهای ۴۷-۴۹...رانیز به سمت صفر سوق دهیم.وهمچنین زاویه overlap یا زاویه هدایت دیودها را کاهش داد.در ضمن پایداری سیستم نیز با افزایش تعداد پالسها افزایش می یابد.

- [1] S. Choi, P. N. Enjeti, I. J. Pitel, Polyphase Transformer Arrangements with Reduced KVA Capacities for Harmonic Current Reduction in Rectifier-Type Utility Interface, IEEE Transactions in power Electronics Vol. 11, No. 5, Sep. 1996, pp. 680–690.
- [2] J. T. Alt, S. D. Sudhoff, Average Value Modelling of Finite Inertia Power System With Harmonic Distortion, 2000 SAE Transactions , Journal of Aerospace, section 1, pp.932-946.
- [3] S. D. Sudhoff, O. Wasynczuk, Analysis and Average Value Modelling of Line-Commutated Converter Synchronous Machine System, IEEE Tran. on Energy Conversion, Vol.8, No.1, March 1993, pp. 92-99.
- [4] S. D. Sudhoff, Waveform Reconstruction From The Average Value Model of line-Commutated Converter Synchronous Machine System, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 8, No. 3, September 1993, pp.404-410.
- [5] S. D. Sudhoff, Analysis and Average Value Modelling of Dual Line-Commutated Converter 6-phase Synchronous Machine Systems, IEEE Tran. on Energy Conversion, Vol.8, No.3, September 1993, pp. 411-417.
- [6] A. Baghrmian, A. J. Forsyth, Averaged-value models of twelve-pulse rectifiers for aerospace applications, PEMD 2004, Vol. 1, pp. 220–225.
- [7] D. A. Paice, Power Electronic Converter Harmonics, Multi-pulse Method for Clean Power, IEEE press, Piscataway, NJ, 1996.
- [8] S. Aghighi;A. Baghrmian;R. E. Ebrahimi; Averaged value analysis of 18-Pulse rectifiers for aerospace applications, IEEE International

بیست و دومین کنفرانس بین المللی
فناوری اطلاعات، کامپیوتر و مخابرات

22th International Conference on
Information Technology, Computer and Telecommunication

ارائه گواهینامه بین المللی به شرکت کنندگان همایش

شرکت به صورت حضوری و غیر حضوری

02171053038

www.itctconf.ir

2024

Georgia

Symposium on Industrial Electronics, ISIE'09, 5-8 July 2009, pp.1498

– 1503.

[9] K. Furmanczyk, M. Stefanich, Demonstration of very high power airborne AC to DC converter, SAE Power System Conference, Reno, Nevada, Nov. 2-4, 2004.

[10] F. J. Chivite-Zabalza, A. J. Forsyth, D. R. Trainer, Analysis and practical evaluation of an 18-pulse rectifier for aerospace applications, Proceedings of the Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2004, vol 1. pp. 338-343.

[11] K. Furmanczyk, M. Stefanich, Demonstration of very high power airborne AC to DC converter, SAE Power System Conference, Reno, Nevada, Nov. 2-4, 2004.

[12] A. Cross; A. Baghrmian; A. Forsyth, Approximate, average, dynamic models of uncontrolled rectifiers for aircraft applications, IET Power Electronics, Vol. 2, Issue 4, July 2009, pp. 398 – 409.

[13] A. Baghrmian, Modeling and analysis of multi-pulse rectifier systems, PhD Thesis 2006, University of Birmingham.

[14] S. Aghighi ; R. E. Ebrahimi; Averaged value analysis of 24-Pulse rectifiers for aerospace applications,

Design, modeling and analysis of 24 and 36 pulse rectifier and its application in aerospace, elevator, UPS, HVDC

Sakine Aghiqhi

Member of the academic staff of Hamedan University
Jihad Institute

s.aghighi@jdamedan.ac.ir

Shima Javidani

Member of the academic staff of Hamedan University
Jihad Institute

sh.javidanee@jdamedan.ac.ir

Abbas Hamdoni Asl

Member of the academic staff of Hamedan University Jihad Institute

a.hamedoni@jdamedan.ac.ir

1-1-

Abstract – ۲ – ۱

The topic of this article is the analysis of 36 pulse rectifiers and its application in aerospace, elevator, UPS, HVDC.

In line with averaging, modeling and analysis of rectifiers. Due to the fact that recently rectifiers have been widely used in electrical distribution systems, and also their modeling has received a lot of attention from the point of view of DC consumers. So far, in this direction, the modeling of 6-pulse, 12-pulse, 18-pulse, 24-pulse and 36-pulse rectifiers has been done using averaging methods. On the other hand, in order to reduce the harmonics caused by the presence of rectifiers (both in the DC load part and in the AC power supply part), rectifiers with more pulses have been considered. In this project, modeling of multi-pulse rectifiers using the generalization of average methods The gain used in rectifiers with less pulse will be investigated. At the beginning of the work, the model of multi-pulse rectifier types is obtained by using the generalization of the presented methods. Then, in order to check the accuracy of the mentioned model, using the available software, the results obtained from the model will be compared with the results obtained from the accurate model of these rectifiers.

Key words: 24, 36 pulse rectifier, modeling, transformer, averaging, autotransformer, harmonic