

۱- مقدمه

یکی از مشکلات عمده سیستم‌های HVDC، مشکل هارمونیک‌زائی این سیستم‌ها است که در اثر پدیده کلیدزنی در مبدل‌های HVDC ایجاد می‌شود. این هارمونیک‌ها در هر دو طرف AC و DC این مبدل‌ها ایجاد می‌شوند. این اعوجاج‌های هارمونیک از یک طرف مبدل به طرف دیگر آن منتقل می‌شوند و باعث ایجاد اختلال‌های هارمونیک در طرف دیگر آن می‌شوند. این هارمونیک‌ها می‌توانند عوارض نامطلوبی در سیستم‌های HVDC و سیستم‌های AC متصل به آنها ایجاد کنند که از آن جمله می‌توان به تداخل در خطوط تلفن، ایجاد گرما و تلفات در این سیستم‌ها، و کاهش دقت و عدم پایداری سیستم‌های کنترل کننده و حفاظتی اشاره کرد. تعیین هارمونیک‌های موجود در شکل موج‌های ولتاژ و جریان سیستم‌های HVDC در طراحی فیلترهای مناسب برای حذف هارمونیک‌های غالب اهمیت فراوانی دارد.

در شرایط کار ایده‌آل، هارمونیک‌های مشخصه‌ای $n=PK$ (P تعداد پالس‌های مبدل و K عدد صحیح) در طرف DC مبدل و هارمونیک‌های مشخصه‌ای $n=PK \pm 1$ در طرف AC آن تولید می‌شوند [۱].

زمانی که مبدل تحت شرایط غیر ایده‌آل، همچون تغذیه نامتعادل، یا تغذیه همراه با هارمونیک کار می‌کند، محدوده وسیعی از هارمونیک‌های غیر مشخصه‌ای در هر دو طرف AC و DC مبدل تولید می‌گردند [۲].

برای مطالعه هارمونیک‌های مبدل‌های HVDC مدل‌های زیادی در حوزه زمان و در حوزه فرکانس ارائه شده‌اند. در بعضی از این مدل‌ها برای به دست آوردن طیف فرکانسی جریان و ولتاژ با استفاده از نمونه‌های گسسته زمانی، تبدیل فوریه گسسته (DFT) و یا تبدیل فوریه سریع (FFT) به کار برده می‌شوند. اما نتایج حاصل از DFT و FFT می‌تواند همراه با مقداری عدم اطمینان باشد [۳ و ۴]. در اکثر این مدل‌ها از مدارات اسنابر مقاومت R_{on} و R_{off} ترستورها و افت ولتاژ مستقیم ترستورها صرف‌نظر شده است.

در قسمت اول این مقاله یک مدل سیگنال کوچک خطی شده برای یک مبدل HVDC شش پالس به همراه مدارات فیلتر و ترانسفورماتور مبدل و شبکه AC ارائه شده است که در آن برای در نظر گرفتن اثر مقاومت R_{on} و R_{off} ترستور و افت ولتاژ

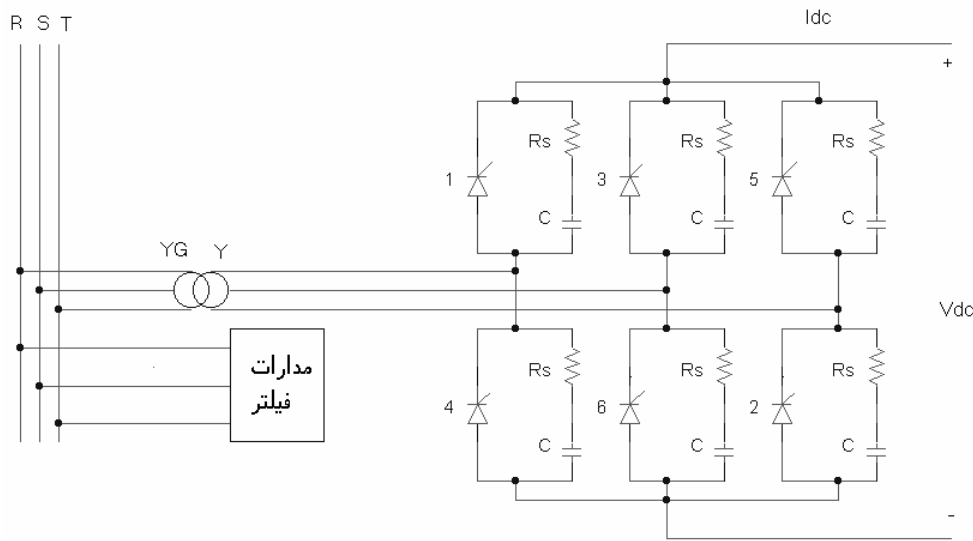
مستقیم ترستورها و همچنین برای در نظر گرفتن مدارات اسنابر RC و فیلترها از یک روش ترکیبی حوزه زمان و حوزه فرکانس استفاده شده است. در این مدل پاسخ سیستم از مجموع پاسخ‌های حالت پایدار و حالت گذرا به دست می‌آید که در آن برای به دست آوردن پاسخ گذرا از روش معادلات حالت و برای پاسخ حالت پایدار از معادلات سیستم در حوزه فرکانس استفاده شده است. در مقاله‌ای که اکنون ارائه می‌شود هدف محاسبه هارمونیک‌های ولتاژ و جریان سیستم HVDC است. در این روش به جای استفاده از روش FFT، از روش سری فوریه استفاده می‌شود. با توجه به اینکه مبدل HVDC شش پالس در یک دوره تناوب فرکانس اصلی خود از ۱۲ حالت هدایت مختلف عبور می‌کند، مؤلفه‌های هارمونیک یک جریان یا یک ولتاژ از مجموع مؤلفه‌های هارمونیک شکل موج‌های آن متغیر در این ۱۲ حالت هدایتی مختلف محاسبه می‌شوند. در این روش برای تعیین مؤلفه‌های هارمونیک ابتدا باید ماتریس‌هایی که به شکل e^{At} هستند را با استفاده از ماتریس‌های مقادیر ویژه و بردارهای ویژه ماتریس A (ماتریس حالت سیستم) به شکل مناسبی در آورد تا بتوان از آنها در محاسبات سری فوریه استفاده کرد.

۲- مدل سیگنال کوچک خطی شده مبدل HVDC

شکل (۱) یک مبدل شش پالس به همراه مدارات اسنابر و فیلتر، ترانسفورماتور مبدل و شینه‌های جریان متناوب را نشان می‌دهد. در قسمت اول این مقاله یک مدل سیگنال کوچک خطی شده برای این شبکه ارائه شده است که در آن برای مدل کردن ترستور در حالت وصل از یک منبع ولتاژ DC برای نمایش افت ولتاژ مستقیم، به طور سری با یک مقاومت R_{on} ، و برای مدل کردن آن در حالت قطع از یک مقاومت R_{off} استفاده شده است.

مدارات فیلتر در نظر گرفته شده شامل پنج فیلتر هارمونیک پنجم، هارمونیک هفتم، هارمونیک یازدهم، هارمونیک سیزدهم و فیلتر بالاگذر می‌باشند. برای مدل کردن ترانسفورماتور مبدل و شبکه AC از مدارات RL سری استفاده شده است.

مبدل شش پالس در حالت پایدار در هر دوره تناوب فرکانس اصلی خود از ۱۲ حالت هدایتی شامل ۶ حالت کموتاسیون و ۶ حالت هدایت مستقیم عبور می‌کند



شکل ۱- مبدل شش پالسه به همراه مدارات فیلتر و ترانس مبدل و شینه‌های جریان متناوب

۳- محاسبه هارمونیکیها

برای تعیین مؤلفه‌های هارمونیکی متغیرهای حالت، ابتدا باید حاصل ضربهای ماتریسی به شکل $e^{At} \bar{x}$ را با استفاده از ماتریس مقادیر ویژه و ماتریس بردار ویژه ماتریس حالت سیستم A به شکل مناسب زیر در آورد تا بتوان از آن در محاسبات سری فوریه استفاده کرد [۵]:

$$e^{At} \bar{x} = U e^{Vt} U^{-1} \bar{x} \quad (2)$$

به طوری که U ماتریسی است که ستونهای آن بردارهای ویژه ماتریس A هستند و V ماتریس قطری است که عناصر روی قطر آن مقادیر ویژه ماتریس A می‌باشند. فرض کنید ماتریسهای U و V به صورت زیر باشند.

$$U = \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & \dots & u_{142} \\ u_{21} & u_{22} & \dots & u_{242} \\ \vdots & & & \\ u_{421} & u_{422} & \dots & u_{4242} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$V = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \lambda_2 & 0 & \\ & 0 & \ddots & \\ & & & \lambda_{42} \end{bmatrix}$$

شکل موجهای ولتاژ و جریان در طی هر حالت هدایتی به صورت حاصل جمع پاسخهای حالت پایدار جزئی (PSS) و حالت گذرای جزئی (PT) مدار مربوطه توصیف می‌شوند. پاسخهای گذرای جزئی با حل معادلات حالت مدارهای مربوطه در حوزة زمان تعیین می‌شوند، در حالی که پاسخهای حالت پایدار جزئی با حل معادلات مدار مربوطه در حالت پایدار و در حوزة فرکانس به دست می‌آیند. پاسخ کامل متغیرهای حالت در حالت هدایتی i ام از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\bar{X}_i(t) = \bar{X}_{pssi}(t) + e^{A_i(t-t_{i-1})} (\bar{X}_{i-1} - \bar{X}_{pssi}(t_{i-1})) \quad (1)$$

به طوری که $\bar{X}_i(t)$ پاسخ کامل متغیرهای حالت در حالت هدایتی i ام در لحظه t، \bar{X}_{i-1} پاسخ کامل متغیرهای حالت در ابتدای حالت i ام، $\bar{X}_{pssi}(t)$ پاسخ حالت پایدار جزئی متغیرهای حالت در حالت هدایتی i ام و در لحظه t، $\bar{X}_{pssi}(t_{i-1})$ پاسخ حالت پایدار جزئی متغیرهای حالت در ابتدای حالت i ام و $A_i (42 \times 42)$ ماتریس حالت سیستم در حالت هدایتی i ام می‌باشند. در این مدل لحظات پایان حالتیهای کموتاسیون با استفاده از روش تکراری نیوتن-رافسون به دست می‌آیند و برای به دست آوردن بردار حالت اولیه سیستم از روش تکراری گوس-سابدل استفاده می‌شود.

در این صورت رابطه (۲) را می‌توان به شکل زیر در آورد :

$$e^{At} \bar{x} = \begin{bmatrix} u_{11} U^{-1}(1, :) \bar{x}e^{2t} + u_{12} U^{-1}(2, :) \bar{x}e^{2t} + \dots + u_{142} U^{-1}(42, :) \bar{x}e^{242t} \\ u_{21} U^{-1}(1, :) \bar{x}e^{2t} + u_{22} U^{-1}(2, :) \bar{x}e^{2t} + \dots + u_{242} U^{-1}(42, :) \bar{x}e^{242t} \\ \vdots \\ u_{421} U^{-1}(1, :) \bar{x}e^{2t} + u_{422} U^{-1}(2, :) \bar{x}e^{2t} + \dots + u_{4242} U^{-1}(42, :) \bar{x}e^{242t} \end{bmatrix} \quad (۴)$$

به‌طوری که $U^{-1}(1, :)$ تا $U^{-1}(42, :)$ سطرهای اول تا چهل و دوم ماتریس U^{-1} باشند. حال این رابطه را به‌صورت زیر خلاصه می‌کنیم:

$$e^{At} \bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{M}_{11} \bar{x}e^{2t} + \bar{M}_{12} \bar{x}e^{2t} + \dots + \bar{M}_{142} \bar{x}e^{242t} \\ \bar{M}_{21} \bar{x}e^{2t} + \bar{M}_{22} \bar{x}e^{2t} + \dots + \bar{M}_{242} \bar{x}e^{242t} \\ \vdots \\ \bar{M}_{421} \bar{x}e^{2t} + \bar{M}_{422} \bar{x}e^{2t} + \dots + \bar{M}_{4242} \bar{x}e^{242t} \end{bmatrix} \quad (۵)$$

بردارهای سطری \bar{M}_{11} تا \bar{M}_{4242} را می‌توان برای هر کدام از ۱۲ ماتریس حالت سیستم در ابتدای برنامه محاسبه هارمونیکها به‌صورت off line محاسبه و ذخیره کرد.

با توجه به اینکه مبدل شش پالسه در یک دوره تناوب فرکانس اصلی خود از ۱۲ حالت هدایتی مختلف عبور می‌کند، شکل موج هر متغیر حالت در یک دوره تناوب اصلی از ۱۲ قسمت تشکیل می‌شود که هر کدام فقط در یک محدوده زمانی خاصی معتبر است. برای تعیین مولفه‌های هارمونیک هر متغیر حالت باید هر قسمت از شکل موج آن را در تابع نمونه‌برداری مربوطه، که دارای مقدار ۱ در فاصله موردنظر و دارای مقدار صفر در بقیه زمانهاست، ضرب کرد. در حالت پایدار دوره تناوب هر قسمت از شکل موج کلی $\frac{2\pi}{\omega}$ ثانیه می‌باشد. سپس باید سری فوریه هر قسمت را به‌طور جداگانه محاسبه کرد و در نهایت مؤلفه‌های هارمونیک هر متغیر حالت را از حاصل جمع مؤلفه‌های هارمونیک هر ۱۲ قسمت آن محاسبه کرد. در این قسمت توجه خود را معطوف به محاسبه سری فوریه متغیر حالت j ام در حالت هدایتی i ام می‌نمائیم. پاسخ حالت پایدار جزئی این متغیر حالت به‌صورت کلی زیر می‌باشد :

$$X_{psij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (۶)$$

به‌طوری که سه جمله اول پاسخ حالت پایدار جزئی متغیر حالت j ام در حالت هدایتی i ام در نقطه کار اصلی مبدل می‌باشد.

جمله چهارم تغییر در پاسخ حالت پایدار جزئی آن متغیر در اثر مؤلفه هارمونیک موجود در ولتاژهای AC ورودی و یا جریان DC ورودی می‌باشد. حال با توجه به روابط (۱)، (۵) و (۶) خواهیم داشت:

$$X_{ij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) + \sum_{k=1}^{42} \bar{M}_{jk} (\bar{X}_{i-1} - \bar{X}_{psij}(t_{i-1})) e^{\lambda_{ik}(t-t_{i-1})} \quad (۷)$$

به‌طوری که $X_{ij}(t)$ پاسخ کامل متغیر حالت j ام در حالت هدایتی i ام و در لحظه t می‌باشد. λ_{iK} ها مقادیر ویژه ماتریس حالت A_i می‌باشند که در حالت کلی اعداد مختلطی هستند. بردارهای \bar{M}_{jk} بردارهای مختلط سطری هستند در حالی که بردار $(\bar{X}_{i-1} - \bar{X}_{psij}(t_{i-1}))$ یک بردار حقیقی ستونی است، بنابراین حاصلضرب آنها اعداد مختلطی به‌صورت زیر می‌باشند:

$$\bar{M}_{jk} (\bar{X}_{i-1} - \bar{X}_{psij}(t_{i-1})) = N_{jk} \angle \gamma_{jk} \quad k = 1, \dots, 42 \quad (۸)$$

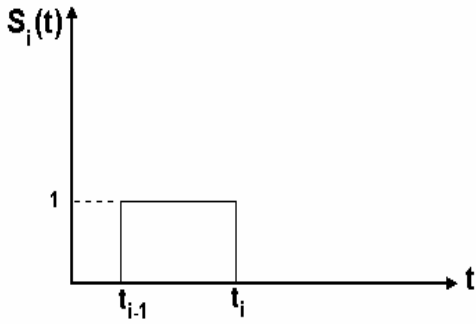
بنابراین رابطه (۷) را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$X_{ij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) + \sum_{k=1}^{42} N_{jk} e^{\alpha_{ik}(t-t_{i-1})} e^{j(\beta_{ik}(t-t_{i-1}) + \gamma_{jk})} \quad (۹)$$

به‌طوری که α_{ik} ها مقادیر حقیقی λ_i ها و β_{iK} مقادیر موهومی λ_i ها می‌باشند.

در نهایت با توجه به حقیقی بودن متغیرهای حالت خواهیم داشت:

$$X_{ij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) + \sum_{k=1}^{42} N_{jk} e^{\alpha_{ik}(t-t_{i-1})} \cos(\beta_{ik}(t-t_{i-1}) + \gamma_{jk}) \quad (۱۰)$$



شکل ۲- تابع نمونه برداری $S_i(t)$

برای به دست آوردن مؤلفه‌های هارمونیک این متغیر حالت باید تابع $X_{ij}(t)$ را در تابع نمونه برداری $S_i(t)$ که در شکل (۲) نشان داده شده است ضرب کرد. در این صورت خواهیم داشت:

$$X_{ij\text{sampled}}(t) = X_{ij}(t)S_i(t) \quad (11)$$

به طوری که $X_{ij\text{sampled}}(t)$ تابع نمونه برداری شده تابع $X_{ij}(t)$ می‌باشد. دوره تناوب این تابع نمونه برداری شده

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \text{ ثانیه می‌باشد}$$

حال سری فوریه این تابع نمونه برداری شده را به دست می‌آوریم:

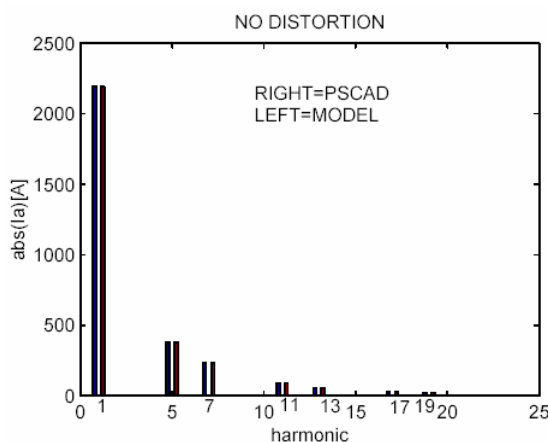
$$\begin{aligned} a_{0ij} &= \frac{1}{T} \int_0^T X_{ij\text{sampled}}(t) dt = \frac{\omega(t_i - t_{i-1})}{2\pi} (K_2 E_f + K_3 I_{dc}) + \frac{K_1}{2\pi} [\cos(\omega t_{i-1} + \varphi) - \cos(\omega t_i + \varphi)] \\ &+ \frac{K_4}{2\pi h} [\cos(h\omega t_{i-1} + \varphi_h) - \cos(h\omega t_i + \varphi_h)] \\ &+ \frac{\omega}{2\pi} \sum_{K=1}^{42} \frac{N_{JK}}{\alpha_{jk}^2 + \beta_{ik}^2} \left\{ e^{\alpha_{ik}(t_i - t_{i-1})} [\alpha_{ik} \cos(\beta_{ik}(t_i - t_{i-1}) + \gamma_{JK}) \right. \\ &\left. + \beta_{ik} \sin(\beta_{ik}(t_i - t_{i-1}) + \gamma_{JK})] - [\alpha_{ik} \cos \gamma_{JK} + \beta_{ik} \sin \gamma_{JK}] \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} a_{nij} &= \frac{2}{T} \int_0^T X_{ij\text{sampled}}(t) \cos n\omega t dt = \frac{K_1}{2\pi} \left[\frac{1}{(n-1)} (\cos((n-1)\omega t_i - \varphi) - \cos((n-1)\omega t_{i-1} - \varphi)) - \frac{1}{(n+1)} \right. \\ &(\cos((n+1)\omega t_i + \varphi) - \cos((n+1)\omega t_{i-1} + \varphi))] + \frac{1}{n\pi} (\sin n\omega t_i - \sin n\omega t_{i-1}) (K_2 E_f + K_3 I_{dc}) \\ &+ \frac{K_4}{2\pi} \left[\frac{1}{(n-h)} (\cos((n-h)\omega t_i - \varphi_h) - \cos((n-h)\omega t_{i-1} - \varphi_h)) - \frac{1}{(n+h)} (\cos((n+h)\omega t_i + \varphi_h) \right. \\ &\left. - \cos((n+h)\omega t_{i-1} + \varphi_h)) \right] + \sum_{K=1}^{42} \frac{\omega N_{JK}}{2\pi} \left\{ e^{\alpha_{ik}(t_i - t_{i-1})} \left[\frac{\alpha_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega + \beta_{ik})^2} \cos((n\omega + \beta_{ik})t_i + \gamma_{JK} - \beta_{ik}t_{i-1}) \right. \right. \\ &+ \frac{n\omega + \beta_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega + \beta_{ik})^2} \sin((n\omega + \beta_{ik})t_i + \gamma_{JK} - \beta_{ik}t_{i-1}) + \frac{\alpha_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega - \beta_{ik})^2} \cos((n\omega - \beta_{ik})t_i - \gamma_{JK} + \beta_{ik}t_{i-1}) \\ &+ \frac{n\omega - \beta_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega - \beta_{ik})^2} \sin((n\omega - \beta_{ik})t_i - \gamma_{JK} + \beta_{ik}t_{i-1}) \\ &\left. - \left[\frac{\alpha_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega + \beta_{ik})^2} \cos(n\omega t_{i-1} + \gamma_{JK}) + \frac{n\omega + \beta_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega + \beta_{ik})^2} \sin(n\omega t_{i-1} + \gamma_{JK}) \right. \right. \\ &\left. \left. + \frac{\alpha_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega - \beta_{ik})^2} \cos(n\omega t_{i-1} - \gamma_{JK}) + \frac{n\omega - \beta_{ik}}{\alpha_{ik}^2 + (n\omega - \beta_{ik})^2} \sin(n\omega t_{i-1} - \gamma_{JK}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned}
 b_{nij} = & \frac{2}{T} \int_0^T X_{ij\text{sampled}}(t) \sin n\omega t dt = \frac{K_1}{2\pi} \left[\frac{1}{(n-1)} (\sin((n-1)\omega t_i - \varphi) - \sin((n-1)\omega t_{i-1} - \varphi)) - \frac{1}{(n+1)} \right. \\
 & (\sin((n+1)\omega t_i + \varphi) - \sin((n+1)\omega t_{i-1} + \varphi)) \left. \right] + \frac{1}{n\pi} (\cos n\omega t_{i-1} - \cos n\omega t_i) (K_2 E_f + K_3 I_{dc}) \\
 & + \frac{K_4}{2\pi} \left[\frac{1}{(n-h)} (\sin((n-h)\omega t_i - \varphi_h) - \sin((n-h)\omega t_{i-1} - \varphi_h)) - \frac{1}{(n+h)} (\sin((n+h)\omega t_i + \varphi_h)) \right. \\
 & \left. - \sin((n+h)\omega t_{i-1} + \varphi_h) \right] + \sum_{K=1}^{42} \frac{\omega N_{JK}}{2\pi} \left\{ e^{\alpha_{iK}(t_i - t_{i-1})} \left[\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2} \sin((n\omega + \beta_{iK})t_i + \gamma_{JK} - \beta_{iK}t_{i-1}) \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{n\omega + \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2} \cos((n\omega + \beta_{iK})t_i + \gamma_{JK} - \beta_{iK}t_{i-1}) + \frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2} \sin((n\omega - \beta_{iK})t_i - \gamma_{JK} + \beta_{iK}t_{i-1}) \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{n\omega - \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2} \cos((n\omega - \beta_{iK})t_i - \gamma_{JK} + \beta_{iK}t_{i-1}) \right. \right. \\
 & \left. \left. - \left[\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2} \sin(n\omega t_{i-1} + \gamma_{JK}) - \frac{n\omega + \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2} \cos(n\omega t_{i-1} + \gamma_{JK}) \right. \right. \right. \\
 & \left. \left. \left. - \frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2} \sin(n\omega t_{i-1} - \gamma_{JK}) - \frac{n\omega - \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2} \cos(n\omega t_{i-1} - \gamma_{JK}) \right] \right\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

این محاسبات باید برای هر کدام از ۱۲ حالت هدایتی مبدل شش پالسه انجام شود. در نهایت مؤلفه‌های هارمونیک متغیرهای حالت از حاصل جمع مؤلفه‌های هارمونیک این متغیرها در تمام حالت هدایتی به دست می‌آیند. در این صورت مؤلفه هارمونیک صفر و هارمونیک n ام متغیر حالت j ام به صورت زیر خواهد بود:

این محاسبات باید برای هر کدام از ۱۲ حالت هدایتی مبدل شش پالسه انجام شود. در نهایت مؤلفه‌های هارمونیک متغیرهای حالت از حاصل جمع مؤلفه‌های هارمونیک این متغیرها در تمام حالت هدایتی به دست می‌آیند. در این صورت مؤلفه هارمونیک صفر و هارمونیک n ام متغیر حالت j ام به صورت زیر خواهد بود:



شکل ۲- الف- دامنه هارمونیکهای جریان I_A در حالت بدون اعوجاج

$$A_{oj} = \sum_{i=1}^{12} a_{oj} \quad (15)$$

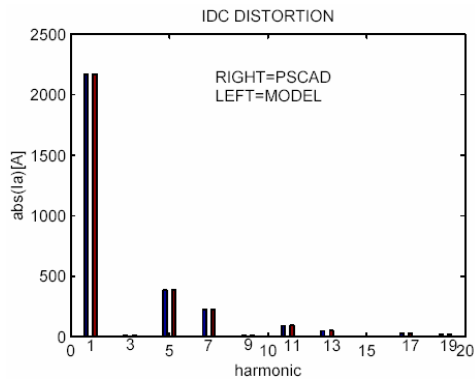
$$A_{nj} = \sum_{i=1}^{12} a_{nij} \quad (16)$$

$$B_{nj} = \sum_{i=1}^{12} b_{nij} \quad (17)$$

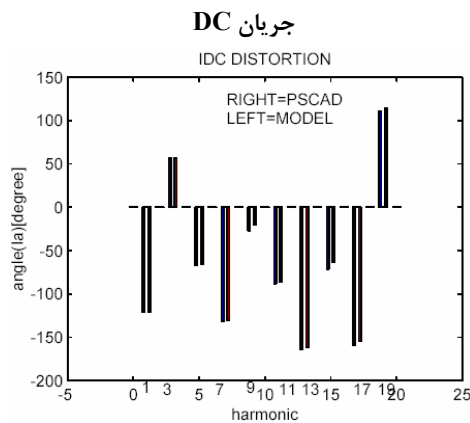
۴- شبیه‌سازی

برای تصدیق روش ارائه شده در این مقاله، نتایج حاصل از روش ارائه شده با نتایج حاصل از برنامه شبیه سازی حوزه زمان

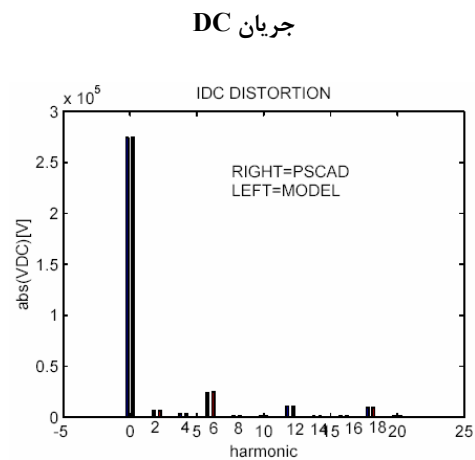
شکل‌های (۴-الف) و (۴-ب) به ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای جریان AC فاز A مبدل را در حالت وجود اعوجاج جریان DC با مقدار مؤثر ۲۰A و فرکانس ۱۰۰Hz نشان می‌دهند. شکل‌های (۵-الف) و (۵-ب) به ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای ولتاژ DC مبدل را در اینحالت نشان می‌دهند.



شکل ۴-الف - دامنه هارمونیکهای جریان I_A در حالت اعوجاج

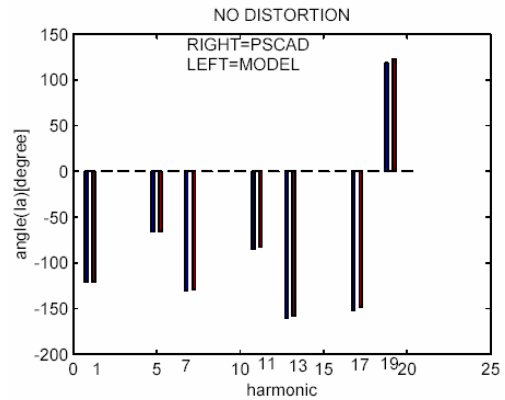


شکل ۴-ب - فاز هارمونیکهای جریان I_A در حالت اعوجاج



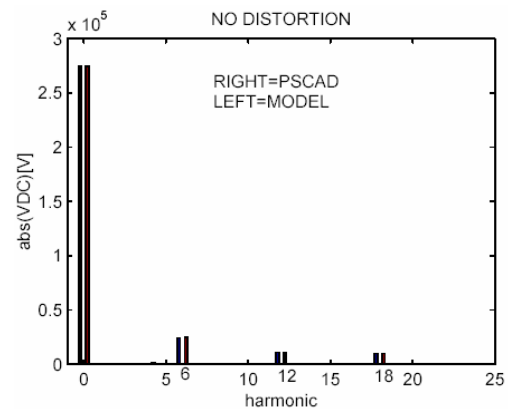
شکل ۵-الف - دامنه هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت اعوجاج

جریان DC



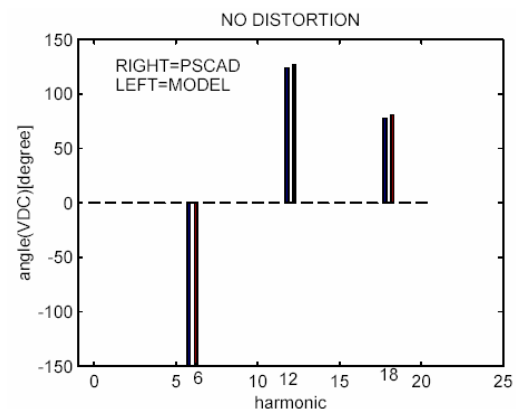
شکل ۲-ب - فاز هارمونیکهای جریان I_A در حالت بدون اعوجاج

شکل‌های (۳-الف) و (۳-ب) به ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای ولتاژ DC مبدل را در این حالت نشان می‌دهند.



شکل ۳-الف - دامنه هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت بدون

اعوجاج

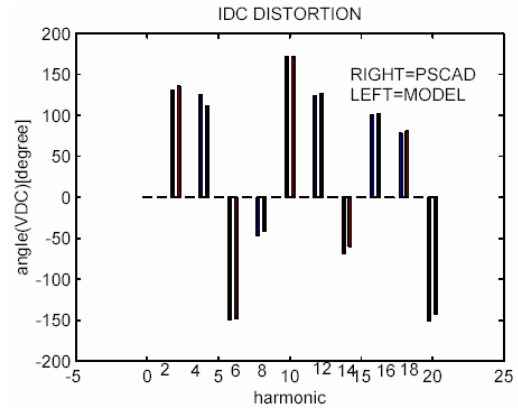


شکل ۳-ب - فاز هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت بدون

اعوجاج

مراجع

- [1] J. Arrillaga, B. C. Smith, N. L. Watson, and A. R. Wood, Power system harmonic analysis, John Wiley and Sons, 1997.
- [2] L. Hu and R. Yacamini, "Harmonic transfer through converters and HVDC links", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 7, no. 3, Jul. 1992.
- [3] A. A. Girgis and F. Ham, "A Qualitative study of pitfalls in FFT", IEEE Trans, on Aerospace system, vol. AES 16, no. 4, pp. 434-439, Jul. 1980.
- [4] A. A. Girgis and et.al, "A digital Recursive Measurement scheme for on-line Tracking of Power System Harmonics", IEEE Trans. On PWD, vol. 6, no. 3, pp. 1153-1160, Jul. 1991.
- [۵] دکتر علی خاکی صدیق ، "اصول کنترل مدرن"، آذرماه ۱۳۷۳ (چاپ اول) انتشارات دانشگاه تهران.



شکل ۵-ب- فاز هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت اعوجاج جریان DC

در تمامی این شکلها نزدیکی بسیار خوب نتایج هر دو روش کاملاً مشخص می‌باشد.

۵- نتیجه‌گیری

یک روش برای محاسبه هارمونیکهای جریان AC و ولتاژ DC یک سیستم HVDC شش پالسه ارائه گردیده است. در این روش برای نمایش سیستم HVDC از مدل سیگنال کوچک خطی شده در حوزه‌های زمان-فرکانس استفاده شده است. در این مدل پاسخ کامل هر متغیر حالت در هر حالت هدایتی از حاصل جمع پاسخ حالت پایدار جزئی (PSS) و پاسخ حالت گذرای جزئی (PT) مدار مربوطه به آن حالت به دست می‌آید. با در نظر گرفتن اثر مقاومت‌های R_{on} و R_{off} تریستورها، و همچنین با در نظر گرفتن مدارات اسنابر و فیلتر پاسخ گذرای جزئی در هر حالت هدایتی به شکل کلی $e^{At} \bar{x}$ می‌باشد که در آن A ماتریس حالت مدار مربوطه است. با استفاده از ماتریس مقادیر ویژه و ماتریس بردار ویژه ماتریس A، پاسخ گذرا به شکل مناسبی برای محاسبه سری فوریه متغیرهای حالت در می‌آید. مؤلفه‌های هارمونیک هر متغیر حالت از حاصل جمع مؤلفه‌های هارمونیک حالت‌های مختلف آن متغیر حالت به دست می‌آید. مقایسه دامنه و فاز مؤلفه‌های هارمونیک جریان AC و ولتاژ DC در نقطه کار اصلی مبدل و در حالت وجود اعوجاج جریان DC یک درصدی از ۱۰۰Hz در جریان DC ورودی، نزدیکی بسیار خوب نتایج حاصل از این روش و از برنامه شبیه‌سازی حوزه زمان PSCAD/EMTDC را نشان می‌دهد.

