محاسبهٔ هارمونیکهای سیستم HVDC با استفاده از مدل سیگنال کوچک خطی شدهٔ ترکیبی حوزه‌های زمان – فرکانس (قسمت دوم)

عباس شولائی استاد گروه قدرت ، دانشکده مهندسی برق ، دانشگاه علم و صنعت ایران
سید قدرت‌اله سیف السادات عضو هیات علمی دانشکدهٔ مهندسی، دانشگاه شهید چمران

چکیده

در این مقاله روشی برای محاسبهٔ هارمونیکهای جریان AC و ولتاژ DC یک سیستم HVDC شش پالسه ارائه خواهد شد. در این روش به جای استفاده از روش FFT، از روش سری فوریه استفاده می‌شود. در این روش برای نمایش سیستم HVDC از مدل سیگنال کوچک خطی شده در حوزه‌های زمان– فرکانس استفاده می‌شود. برای تصدیق روش ارائه شده ، نتایج حاصل از این روش با نتایج حاصل از برنامه شبیه سازی حوزه زمان PSCAD/EMTDC مقایسه می گردد.

کلمات کلیدی: مؤلفه‌های هارمونیکی ، مبدل HVDC ، سری فوریه ، مدل سیگنال کوچک خطی شده.

A Linearized Small- Signal Model of an HVDC Converter – Part II

A. Shoulaie Iran University of Science and Technology, Iran
Gh. Seifossadat Shahid Chamran University, Ahwaz, Iran

Abstract

In this paper a new method for calculation of the harmonics in the AC current and DC voltage of a 6-pulse HVDC converter is presented. Instead of using FFT, the Fourier series is used for calculating harmonics. The HVDC converter is represented by a linearized small- signal model in mixed time- frequency domain which has been presented in part one of this paper [in this issue]. To validate the method, a comparison is made with PSCAD/EMTDC time domain simulation program.

Key words: Harmonic components, HVDC converter, Fourier series, Linearized small- signal model.

Archive of SID

www.SID.ir

۱- مقدمه

یکی از مشکلات عمدهٔ 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 هارمونیکی از یک طرف مبدل به طرف دیگر آن منتقل می‌شوند و باعث ایجاد اختلالهای هارمونیکی 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±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، محدودهٔ وسیعی از هارمونیکهای غیر مشخصه‌ای در هر دو طرف AC و DC مبدل تولید می‌گردند [۲].

برای مطالعهٔ هارمونیکی مبدلهای HVDC مدلهای زیادی در حوزهٔ زمان و در حوزهٔ فرکانس ارائه شده‌اند. در بعضی از این مدلها برای به‌دست آوردن طیف فرکانسی جریان و ولتاژ با استفاده ازنمونه‌های گسستهٔ زمانی، تبدیل فوریه گسسته (DFT) و یا تبدیل فوریهٔ سریع (FFT) به‌کار برده می‌شوند. اما نتایج حاصل از DFT و FFT می‌تواند همراه با مقداری عدم اطمینان باشد [۴و۳]. در اکثر این مدلها از مدارات اسنابر مقاومت R_{on} و R_{off} تریستورها و افت ولتاژ مستقیم تریستورها صرفنظر شده است.

در قسمت اول این مقاله یک مدل سیگنال کوچک خطی شده برای یک مبدل HVDC شش پالسه به‌همراه 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} تریستور و افت ولتاژ مستقیم تریستورها 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 به‌دست می‌آید که در آن برای به‌دست آوردن پاسخ گذرا از روش معادلات حالت و برای پاسخ حالت پایدار از معادلات سیستم درحوزه فرکانس استفاده شده است. درمقاله‌ای که اکنون ارائه می‌شود هدف محاسبهٔ هارمونیکهای ولتاژ و جریان سیستم HVDC است. در این روش به‌جای استفاده از روش FFT، از روش سری فوریه استفاده می‌شود. با توجه به اینکه مبدل HVDC شش پالسه در یک دورهٔ تناوب فرکانس اصلی خود از ۱۲ حالت هدایت مختلف عبور می‌کند، مؤلفه‌های هارمونیکی یک جریان یا یک ولتاژ از مجموع مؤلفه‌های هارمونیکی شکل موجهای آن متغیر در این ۱۲ حالت هدایتی مختلف محاسبه می‌شوند. در این روش برای تعیین مؤلفه‌های هارمونیکی ابتدا باید ماتریس‌هائی 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 درمحاسبات سری فوریه استفاده کرد.

۲- مدل سیگنال کوچک خطی شدهٔ مبدل HVDC

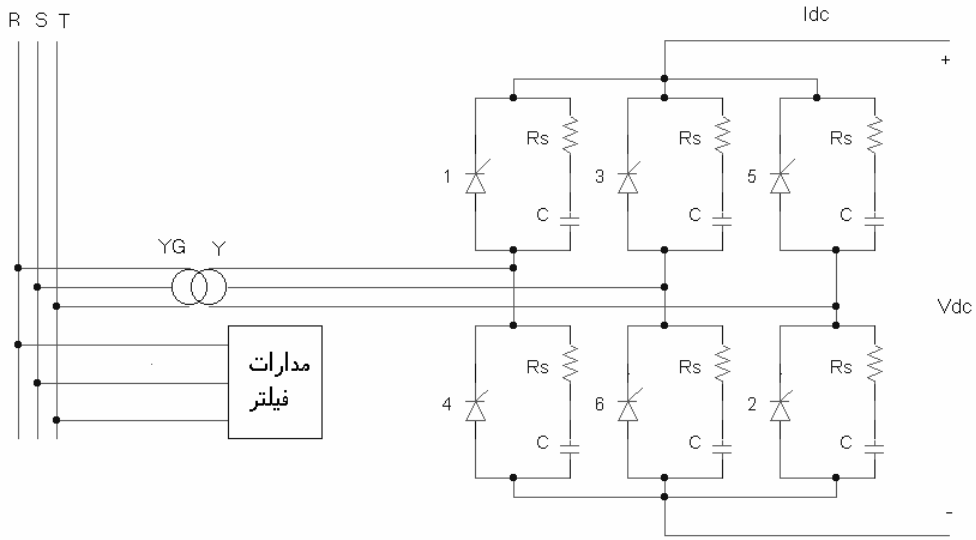
شکل (۱) یک مبدل شش پالسه به همراه مدارات اسنابر و فیلتر، ترانسفورماتور مبدل و شینه‌های جریان متناوب را نشان می‌دهد. در قسمت اول این مقاله یک مدل سیگنال کوچک خطی شده برای این شبکه ارائه شده است که در آن برای مدل کردن تریستور در حالت وصل از یک منبع ولتاژ DC برای نمایش افت ولتاژ مستقیم، به‌طور سری با یک 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 پالسه در حالت پایدار در هر دورهٔ تناوب فرکانس اصلی خود از ۱۲ حالت هدایتی شامل ۶ حالت کموتاسیون و ۶ حالت هدایت مستقیم عبور می‌کند

Archive of SID

www.SID.ir



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

شکل موجهای ولتاژ و جریان در طی هر حالت هدایتی به‌صورت 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 درحوزهٔ زمان تعیین می‌شوند، در حالی که پاسخ‌های حالت پایدار جزئی با حل معادلات مدار مربوطه در حالت پایدار و در حوزهٔ فرکانس به‌دست می‌آیند. پاسخ کامل متغیرهای حالت در حالت هدایتی i ام از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید:

$$\overline{X}_i(t)=\overline{X}_{pssi}(t)+e^{Ai(t-t_{i-1})}\left(\overline{X}_{i-1}-\overline{X}_{pssi}(t_{i-1})\right) \quad (۱)$$

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

۳- محاسبهٔ هارمونیکها

برای تعیین مؤلفه‌های هارمونیکی متغیرهای حالت، ابتدا باید حاصل ضربهای ماتریسی به شکل $e^{At}\overline{x}$ 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]:

$$e^{At}\overline{x}=Ue^{Vt}U^{-1}\overline{x} \quad (۲)$$

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

$$U=\begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} & \cdots & u_{142} \\ u_{21} & u_{22} & \cdots & u_{242} \\ \vdots & & & \\ u_{421} & u_{422} & \cdots & u_{4242} \end{bmatrix}$$

$$V=\begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \lambda_2 & 0 & \\ & 0 & \ddots & \\ & & & \lambda_{42} \end{bmatrix} \quad (۳)$$

Archive of SID

www.SID.ir

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

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

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:

$$e^{At}\bar{x}=\begin{bmatrix} \overline{M}_{11}\bar{x}e^{\lambda 1t}+\overline{M}_{12}\bar{x}e^{\lambda 2t}+\ldots+\overline{M}_{142}\bar{x}e^{\lambda 42t} \\ \overline{M}_{21}\bar{x}e^{\lambda 1t}+\overline{M}_{22}\bar{x}e^{\lambda 2t}+\ldots+\overline{M}_{242}\bar{x}e^{\lambda 42t} \\ \vdots \\ \overline{M}_{421}\bar{x}e^{\lambda 1t}+\overline{M}_{422}\bar{x}e^{\lambda 2t}+\ldots+\overline{M}_{4242}\bar{x}e^{\lambda 42t} \end{bmatrix} \quad (۵)$$

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

با توجه به اینکه مبدل شش پالسه در یک دورهٔ تناوب فرکانس اصلی خود از ۱۲ حالت هدایتی مختلف عبور می‌کند ، شکل موج هر متغیر حالت در یک دورهٔ تناوب اصلی از ۱۲ قسمت تشکیل می‌شود که هر کدام فقط در یک محدودهٔ زمانی خاصی معتبر است. برای تعیین مولفه‌های هارمونیکی 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 دورهٔ تناوب هر قسمت از شکل موج کلی $\frac{2\pi}{\omega}$ ثانیه می‌باشد. سپس باید سری فوریهٔ هر قسمت را به‌طور جداگانه محاسبه کرد و در نهایت مؤلفه‌های هارمونیکی هر متغیر حالت را از حاصل جمع مؤلفه‌های هارمونیکی هر ۱۲ قسمت آن محاسبه کرد. در این قسمت توجه خود را معطوف به محاسبهٔ سری فوریهٔ متغیر حالت j ام در حالت هدایتی i ام می‌نمائیم. پاسخ حالت پایدار جزئی این متغیر حالت به‌صورت کلی زیر می‌باشد :

$$X_{pssij}(t)=K_1\sin(\omega t+\varphi)+K_2E_f+K_3I_{dc}+K_4\sin(h\omega t+\varphi_h) \quad (۶)$$

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

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

$$X_{ij}(t)=K_1\sin(\omega t+\varphi)+K_2E_f+K_3I_{dc}+K_4\sin(h\omega t+\varphi_h)+\sum_{K=1}^{42}\overline{M}_{jk}\left(\overline{X}_{i-1}-\overline{X}_{pssi}(t_{i-1})\right)e^{\lambda ik(t-t_{i-1})} \quad (۷)$$

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

$$\overline{M}_{jk}\left(\overline{X}_{i-1}-\overline{X}_{pssi}(t_{i-1})\right)=N_{jk}\angle\gamma_{jk} \qquad k=1,\ldots,42 \quad (۸)$$

بنابراین رابطهٔ (۷) را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$X_{ij}(t)=K_1\sin(\omega t+\varphi)+K_2E_f+K_3I_{dc}+K_4\sin(h\omega t+\varphi_h)+\sum_{K=1}^{42}N_{jk}e^{\alpha_{iK}(t-t_{i-1})}.e^{J(\beta_{iK}(t-t_{i-1})+\gamma_{JK})} \quad (۹)$$

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:

$$X_{ij}(t)=K_1\sin(\omega t+\varphi)+K_2E_f+K_3I_{dc}+K_4\sin(h\omega t+\varphi_h)+\sum_{K=1}^{42}N_{jk}e^{\alpha_{iK}(t-t_{i-1})}\cos\left(\beta_{ik}(t-t_{i-1})+\gamma_{jk}\right) \quad (۱۰)$$

Archive of SID

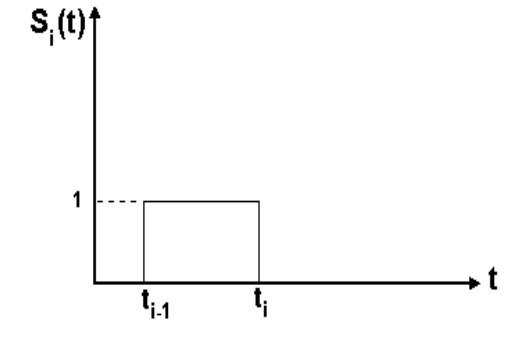
www.SID.ir

برای به‌دست آوردن مؤلفه‌های هارمونیکی 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:

$$X_{ij\,sampled}(t) = X_{ij}(t)S_i(t) \qquad (۱۱)$$

به‌طوری که $X_{ijsampled}(t)$ تابع نمونه برداری شدهٔ تابع $X_{ij}(t)$ می‌باشد. دوره تناوب این تابع نمونه برداری شده $T = \frac{2\pi}{\omega}$ ثانیه می‌باشد



شکل ۲- تابع نمونه برداری $S_i(t)$

حال سری فوریهٔ این تابع نمونه‌برداری شده را به‌دست می‌آوریم:

$$a_{0ij} = \frac{1}{T}\int_0^T X_{ijsampled}(t)dt = \frac{\omega(t_i - t_{i-1})}{2\pi}\left(K_2E_f + K_3I_{dc}\right) + \frac{K_1}{2\pi}\left[\cos(\omega t_{i-1} + \varphi) - \cos(\omega t_i + \varphi)\right]$$
$$+ \frac{K_4}{2\pi h}\left[\cos(h\omega t_{i-1} + \varphi_h) - \cos(h\omega t_i + \varphi_h)\right]$$
$$+ \frac{\omega}{2\pi}\sum_{K=1}^{42}\frac{N_{jK}}{\alpha_{jk}^2 + \beta_{ik}^2}\left\{e^{\alpha_{iK}(t_i - t_{i-1})}\left[\alpha_{iK}\cos(\beta_{iK}(t_i - t_{i-1}) + \gamma_{JK}\right)\right.\right.$$
$$\left.\left. + \beta_{iK}\sin(\beta_{iK}(t_i - t_{i-1}) + \gamma_{jK})\right] - \left[\alpha_{iK}\cos\gamma_{jK} + \beta_{iK}\sin\gamma_{jK}\right]\right\} \qquad (۱۲)$$

$$a_{nij} = \frac{2}{T}\int_0^T X_{ijsampled}(t)\cos n\omega t dt = \frac{K_1}{2\pi}\left[\frac{1}{(n-1)}\left(\cos((n-1)\omega t_i - \varphi) - \cos((n-1)\omega t_{i-1} - \varphi)\right) - \frac{1}{(n+1)}\right.$$
$$\left.\left(\cos((n+1)\omega t_i + \varphi) - \cos((n+1)\omega t_{i-1} + \varphi)\right)\right] + \frac{1}{n\pi}\left(\sin n\omega t_i - \sin n\omega t_{i-1}\right)\left(K_2E_f + K_3Idc\right)$$
$$+ \frac{K_4}{2\pi}\left[\frac{1}{(n-h)}\left(\cos((n-h)\omega t_i - \varphi_h) - \cos((n-h)\omega t_{i-1} - \varphi_h)\right) - \frac{1}{(n+h)}\left(\cos((n+h)\omega t_i + \varphi_h)\right)\right.$$
$$\left. - \cos((n+h)\omega t_{i-1} + \varphi_h)\right)\right] + \sum_{K=1}^{42}\frac{\omega N_{jK}}{2\pi}\left\{e^{\alpha_{iK}(t_i - t_{i-1})}\left[\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2}\cos((n\omega + \beta_{iK})t_i + \gamma_{jK} - \beta_{iK}t_{i-1})\right.\right.$$
$$+ \frac{n\omega + \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2}\sin((n\omega + \beta_{iK})t_i + \gamma_{jK} - \beta_{iK}t_{i-1}) + \frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2}\cos((n\omega - \beta_{iK})t_i - \gamma_{jK} + \beta_{iK}t_{i-1})$$
$$+ \frac{n\omega - \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2}\sin((n\omega - \beta_{iK})t_i - \gamma_{jK} + \beta_{iK}t_{i-1})$$
$$- \left[\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2}\cos(n\omega t_{i-1} + \gamma_{jK}) + \frac{n\omega + \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega + \beta_{iK})^2}\sin(n\omega t_{i-1} + \gamma_{jK})\right.$$
$$\left.\left.\left. + \frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2}\cos(n\omega t_{i-1} - \gamma_{jK}) + \frac{n\omega - \beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2 + (n\omega - \beta_{iK})^2}\sin(n\omega t_{i-1} - \gamma_{jK})\right]\right\} \qquad (۱۳)$$

Archive of SID

www.SID.ir

$$b_{nij}=\frac{2}{T}\int_0^T X_{ijsampled}(t)\sin n\omega t dt=\frac{K_1}{2\pi}\left[\frac{1}{(n-1)}\left(\sin((n-1)\omega t_i-\varphi)-\sin((n-1)\omega t_{i-1}-\varphi)\right)-\frac{1}{(n+1)}\right.$$
$$\left.\left(\sin((n+1)\omega t_i+\varphi)-\sin((n+1)\omega t_{i-1}+\varphi)\right)\right]+\frac{1}{n\pi}\left(\cos n\omega t_{i-1}-\cos n\omega t_i\right)\left(K_2E_f+K_3I_{dc}\right)$$
$$+\frac{K_4}{2\pi}\left[\frac{1}{(n-h)}\left(\sin((n-h)\omega t_i-\varphi_h)-\sin((n-h)\omega t_{i-1}-\varphi_h)\right)-\frac{1}{(n+h)}\left(\sin((n+h)\omega t_i+\varphi_h)\right)\right.$$
$$\left.-\sin((n+h)\omega t_{i-1}+\varphi_h)\right)\Big]+\sum_{K=1}^{42}\frac{\omega N_{jK}}{2\pi}\left\{e^{\alpha_{iK}(t_i-t_{i-1})}\left[\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega+\beta_{iK})^2}\sin((n\omega+\beta_{iK})t_i+\gamma_{jK}-\beta_{iK}t_{i-1})\right.\right.$$
$$-\frac{n\omega+\beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega+\beta_{iK})^2}\cos((n\omega+\beta_{iK})t_i+\gamma_{jK}-\beta_{iK}t_{i-1})+\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega-\beta_{iK})^2}\sin((n\omega-\beta_{iK})t_i-\gamma_{jK}+\beta_{iK}t_{i-1})$$
$$\left.-\frac{n\omega-\beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega-\beta_{iK})^2}\cos((n\omega-\beta_{iK})t_i-\gamma_{jK}+\beta_{iK}t_{i-1})\right]$$
$$-\left[\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega+\beta_{iK})^2}\sin(n\omega t_{i-1}+\gamma_{jK})-\frac{n\omega+\beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega+\beta_{iK})^2}\cos(n\omega t_{i-1}+\gamma_{jK})\right.$$
$$\left.\left.\frac{\alpha_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega-\beta_{iK})^2}\sin(n\omega t_{i-1}-\gamma_{jK})-\frac{n\omega-\beta_{iK}}{\alpha_{iK}^2+(n\omega-\beta_{iK})^2}\cos(n\omega t_{i-1}-\gamma_{jK})\right]\right\} \quad (۱۴)$$

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 هارمونیکی این متغیرها در تمام ۱۲ حالت هدایتی به‌دست می‌آیند. در این صورت مؤلفهٔ هارمونیک صفر و هارمونیک n ام متغیر حالت j ام به‌صورت زیر خواهد بود:

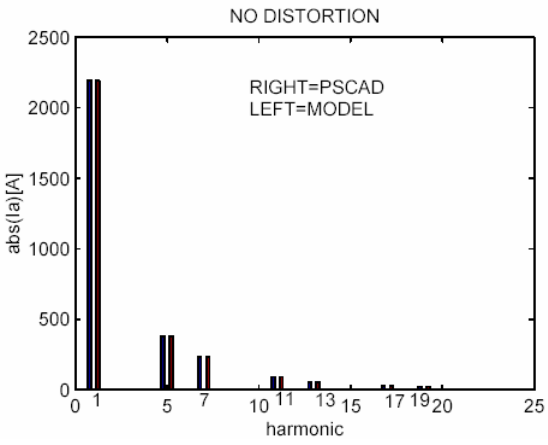
$$A_{oj}=\sum_{i=1}^{12}a_{oij} \quad (۱۵)$$

$$A_{nj}=\sum_{i=1}^{12}a_{nij} \quad (۱۶)$$

$$B_{nj}=\sum_{i=1}^{12}b_{nij} \quad (۱۷)$$

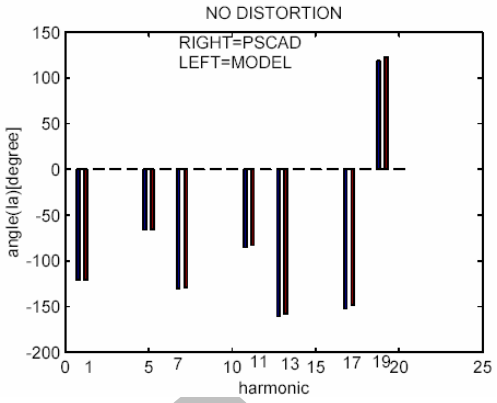
۴- شبیه‌سازی

برای تصدیق روش ارائه شده در این مقاله، نتایج حاصل از روش ارائه شده با نتایج حاصل از برنامه شبیه سازی حوزهٔ زمان PSCAD/EMTDC مقایسه می‌گردد. برای انجام این کار از سیستم HVDC شکل (۱) استفاده می‌شود که مقادیر پارامترهای مختلف آن در قسمت اول این مقاله ارائه شده‌اند. شکل‌های (۲-الف) و (۲-ب) به‌ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای جریان AC فاز A مبدل را در حالت بدون اعوجاج نشان می‌دهند.



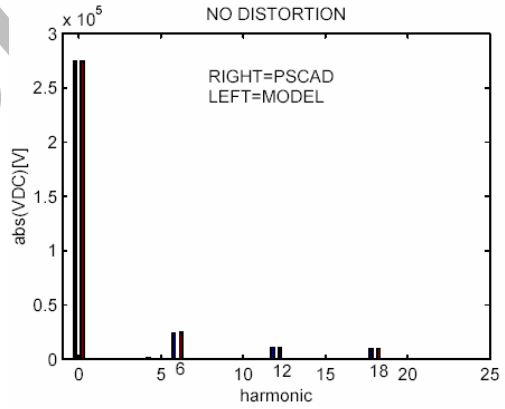
شکل ۲- الف- دامنه هارمونیکهای جریان I_A در حالت بدون اعوجاج

Archive of SID
www.SID.ir

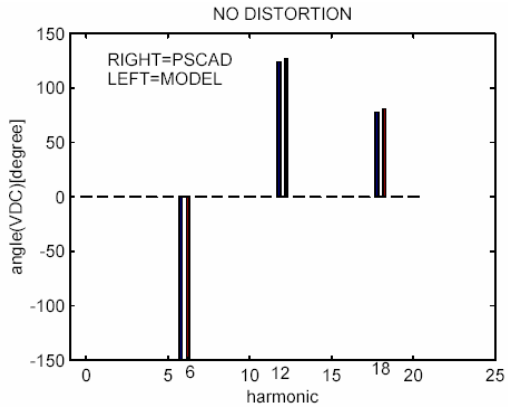


شکل ۲- ب- فاز هارمونیکهای جریان I_A در حالت بدون اعوجاج

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

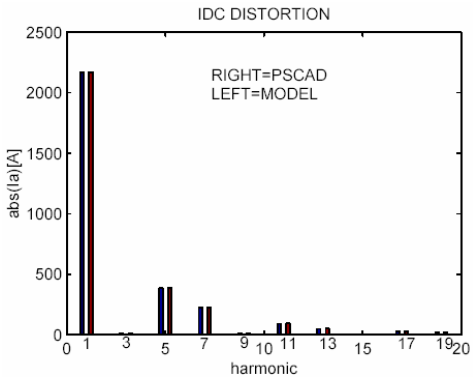


شکل ۳- الف- دامنه هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت بدون اعوجاج

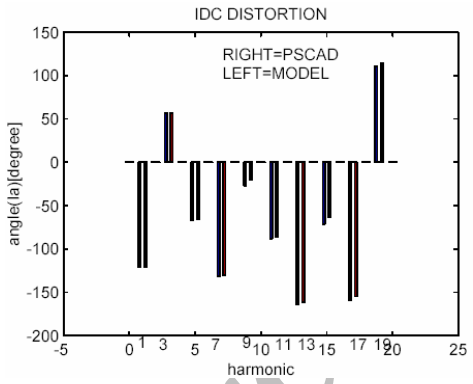


شکل ۳- ب- فاز هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت بدون اعوجاج

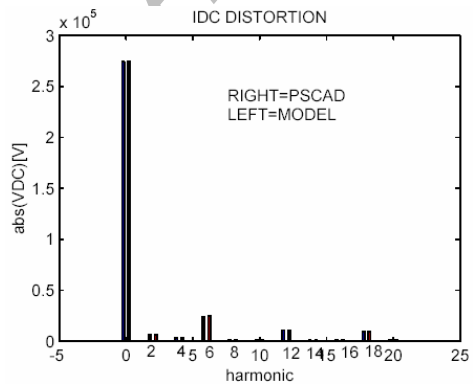
شکل‌های (۴-الف) و (۴-ب) به‌ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای جریان AC فاز A مبدل را در حالت وجود اعوجاج جریان DC با مقدار مؤثر ۲۰A و فرکانس ۱۰۰Hz نشان می‌دهند. شکل‌های (۵-الف) و (۵-ب) به‌ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای ولتاژ DC مبدل را در اینحالت نشان می‌دهند.



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

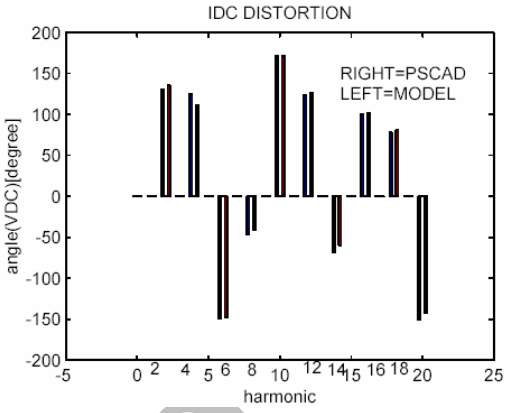


شکل ۴- ب- فاز هارمونیکهای جریان IA در حالت اعوجاج جریان DC



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

Archive of SID
www.SID.ir



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 به‌دست 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 به‌شکل کلی $e^{At}\overline{x}$ می‌باشد که در آن A ماتریس حالت مدار مربوطه است. با استفاده از ماتریس مقادیر ویژه و ماتریس بردار ویژه ماتریس A، پاسخ گذرا به‌شکل مناسبی برای محاسبه سری فوریه متغیرهای حالت در می‌آید. مؤلفه‌های هارمونیکی هر متغیر حالت از حاصل جمع مؤلفه‌های هارمونیکی حالتهای مختلف آن متغیر حالت به‌دست می‌آید. مقایسه دامنه و فاز مؤلفه‌های هارمونیکی جریان AC و ولتاژ DC در نقطه کار اصلی مبدل و در حالت وجود اعوجاج جریان DC یک درصدی ۱۰۰Hz در جریان DC ورودی، نزدیکی بسیار خوب نتایج حاصل از این روش و از برنامه شبیه‌سازی حوزه زمان PSCAD/EMTDC را نشان می‌دهد.

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.

Archive of SID
www.SID.ir

Archive of SID

www.SID.ir