

محاسبه هارمونیکهای سیستم HVDC با استفاده از مدل سیگنال کوچک خطی شده 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 دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران

چکیده

در این مقاله روشی برای محاسبه هارمونیکهای جریان AC و ولتاژ DC یک سیستم HVDC شش پالس 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 می‌گردد.

کلمات کلیدی: مؤلفه‌های هارمونیک، 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.

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 هارمونیک 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 صرف نظر 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

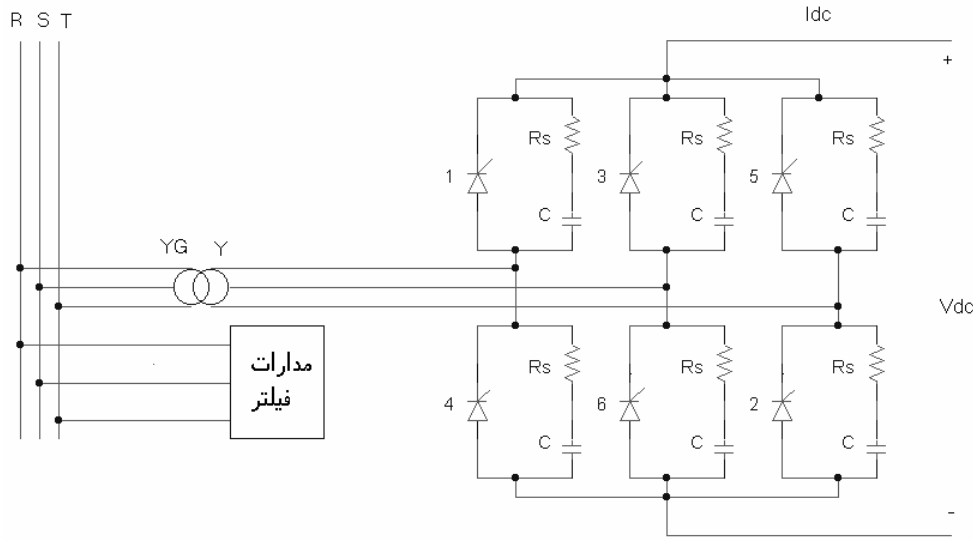
مستقیم ترستورها و همچنین برای در نظر گرفتن مدارات اسنابر RC و فیلترها از یک روش ترکیبی حوزه زمان و حوزه فرکانس استفاده شده است. در این مدل پاسخ سیستم از مجموع پاسخهای حالت پایدار و حالت گذرا به دست می‌آید که در آن برای به دست آوردن پاسخ گذرا از روش معادلات حالت و برای پاسخ حالت پایدار از معادلات سیستم 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 پالس به همراه مدارات فیلتر و ترانس مبدل و شینه‌های جریان متناوب

۳- محاسبه هارمونیکها

برای تعیین مؤلفه‌های هارمونیک 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 حالتهاى کموتاسیون با استفاده از روش تکراری نیوتن-رافسون به دست می‌آیند و برای به دست آوردن بردار حالت اولیه سیستم از روش تکراری گوس-سایدل استفاده می‌شود.

به طوری که سه جمله اول پاسخ حالت پایدار جزئی متغیر حالت j ام در حالت هدایتی i ام در نقطه کار اصلی مبدل می باشد.

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

$$X_{ij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) + \sum_{k=1}^{42} \bar{M}_{jk} (\bar{X}_{i-1} - \bar{X}_{pssi}(t_{i-1})) e^{\lambda_{ik}(t-t_{i-1})} \quad (7)$$

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

$$\bar{M}_{jk} (\bar{X}_{i-1} - \bar{X}_{pssi}(t_{i-1})) = N_{jk} \angle \gamma_{jk} \quad k = 1, \dots, 42 \quad (8)$$

بنابراین رابطه (7) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$X_{ij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) + \sum_{k=1}^{42} N_{jk} e^{\alpha_{ik}(t-t_{i-1})} e^{j(\beta_{ik}(t-t_{i-1}) + \gamma_{jk})} \quad (9)$$

به طوری که α_{ik} ها مقادیر حقیقی λ_{iK} ها و β_{iK} مقادیر موهومی λ_{iK} ها می باشند.

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

$$X_{ij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) + \sum_{k=1}^{42} N_{jk} e^{\alpha_{ik}(t-t_{i-1})} \cos(\beta_{ik}(t-t_{i-1}) + \gamma_{jk}) \quad (10)$$

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

$$e^{At} \bar{x} = \begin{bmatrix} u_{11} U^{-1}(1, :) \bar{x}^{21t} + u_{12} U^{-1}(2, :) \bar{x}^{22t} + \dots + u_{142} U^{-1}(42, :) \bar{x}^{242t} \\ u_{21} U^{-1}(1, :) \bar{x}^{21t} + u_{22} U^{-1}(2, :) \bar{x}^{22t} + \dots + u_{242} U^{-1}(42, :) \bar{x}^{242t} \\ \vdots \\ u_{421} U^{-1}(1, :) \bar{x}^{21t} + u_{422} U^{-1}(2, :) \bar{x}^{22t} + \dots + u_{4242} U^{-1}(42, :) \bar{x}^{242t} \end{bmatrix} \quad (4)$$

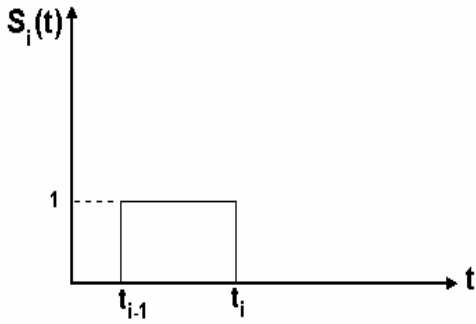
به طوری که $U^{-1}(1, :)$ تا $U^{-1}(42, :)$ سطرهای اول تا چهل و دوم ماتریس U^{-1} باشند. حال این رابطه را به صورت زیر خلاصه می کنیم:

$$e^{At} \bar{x} = \begin{bmatrix} \bar{M}_{11} \bar{x}^{21t} + \bar{M}_{12} \bar{x}^{22t} + \dots + \bar{M}_{142} \bar{x}^{242t} \\ \bar{M}_{21} \bar{x}^{21t} + \bar{M}_{22} \bar{x}^{22t} + \dots + \bar{M}_{242} \bar{x}^{242t} \\ \vdots \\ \bar{M}_{421} \bar{x}^{21t} + \bar{M}_{422} \bar{x}^{22t} + \dots + \bar{M}_{4242} \bar{x}^{242t} \end{bmatrix} \quad (5)$$

بردارهای سطری \bar{M}_{11} تا \bar{M}_{4242} را می توان برای هر کدام از ۱۲ ماتریس حالت سیستم در ابتدای برنامه محاسبه هارمونیکها به صورت 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 می کند، شکل موج هر متغیر حالت در یک دوره تناوب اصلی از ۱۲ قسمت تشکیل می شود که هر کدام فقط در یک محدوده زمانی خاصی معتبر است. برای تعیین مؤلفه های هارمونیک هر متغیر حالت باید هر قسمت از شکل موج آن را در تابع نمونه برداری مربوطه، که دارای مقدار ۱ در فاصله مورد نظر 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 می باشد. سپس باید سری فوریه هر قسمت را به طور جداگانه محاسبه کرد و در نهایت مؤلفه های هارمونیک هر متغیر حالت را از حاصل جمع مؤلفه های 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 می نماییم. پاسخ حالت پایدار جزئی این متغیر حالت به صورت کلی زیر می باشد:

$$X_{pssij}(t) = K_1 \sin(\omega t + \varphi) + K_2 E_f + K_3 I_{dc} + K_4 \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (6)$$



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:

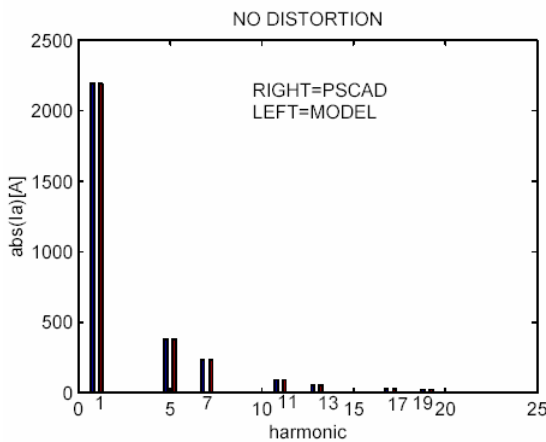
$$\begin{aligned} a_{0ij} &= \frac{1}{T} \int_0^T X_{ij\text{sampled}}(t) dt = \frac{\omega(t_i - t_{i-1})}{2\pi} (K_2 E_f + K_3 I_{dc}) + \frac{K_1}{2\pi} [\cos(\omega t_{i-1} + \varphi) - \cos(\omega t_i + \varphi)] \\ &+ \frac{K_4}{2\pi h} [\cos(h\omega t_{i-1} + \varphi_h) - \cos(h\omega t_i + \varphi_h)]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

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

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

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 ۱۲ 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 ۱۲ 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

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

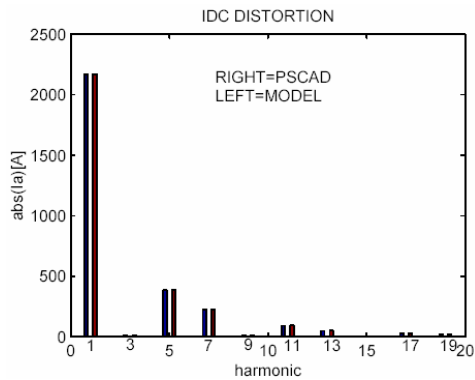
$$A_{nj} = \sum_{i=1}^{12} a_{nij} \quad (16)$$

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

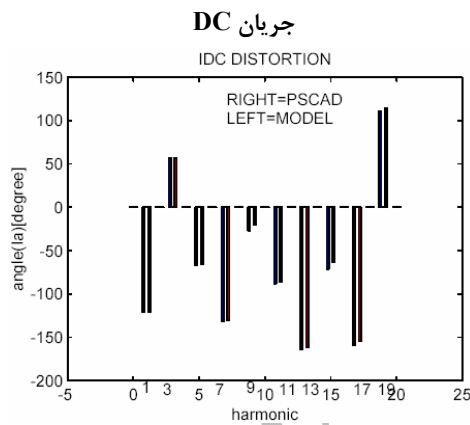
۴- شبیه‌سازی

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

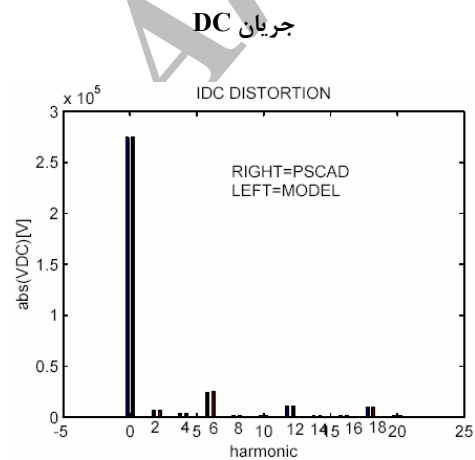
شکل‌های (۴-الف) و (۴-ب) به ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای جریان AC فاز A مبدل را در حالت وجود اعوجاج جریان DC با مقدار مؤثر ۲۰A و فرکانس ۱۰۰Hz نشان می‌دهند. شکل‌های (۵-الف) و (۵-ب) به ترتیب دامنه و فاز هارمونیکهای ولتاژ DC مبدل را در اینحالت نشان می‌دهند.



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



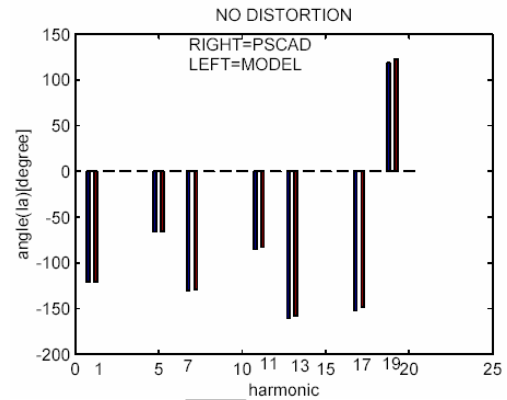
شکل ۴-ب - فاز هارمونیکهای جریان I_A در حالت اعوجاج



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

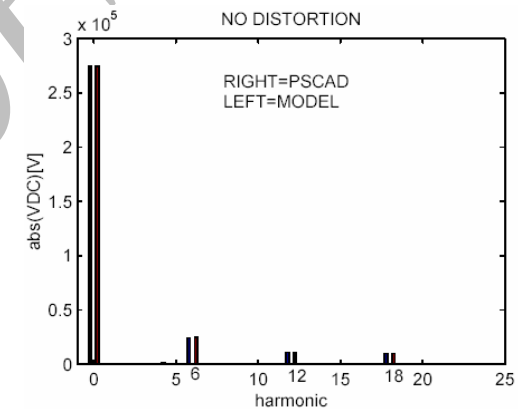


شکل ۵-ب - فاز هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت اعوجاج

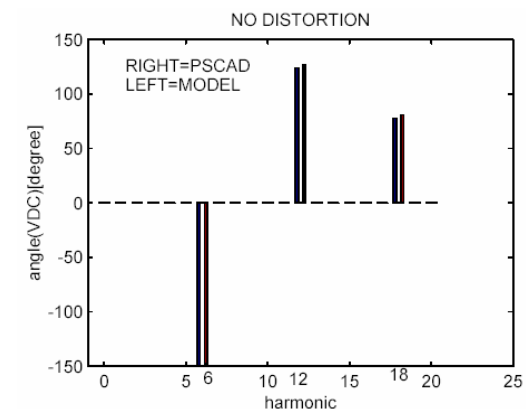


شکل ۲-ب - فاز هارمونیکهای جریان I_A در حالت بدون اعوجاج

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

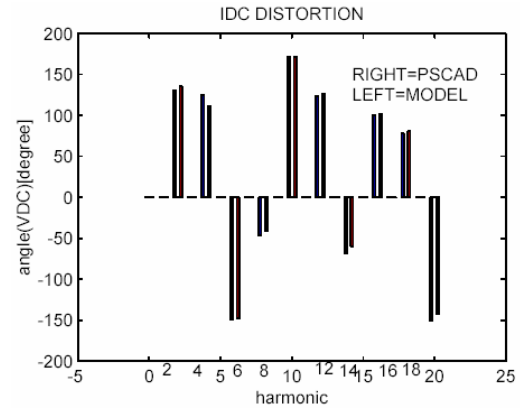


شکل ۳-ب - فاز هارمونیکهای ولتاژ DC در حالت بدون اعوجاج

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} ترستورها، 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 در جریان DC ورودی، نزدیکی بسیار خوب نتایج حاصل از این روش و از برنامه شبیه‌سازی حوزه زمان PSCAD/EMTDC را نشان می‌دهد.

Archive of SID