

Control of Regime of Unified Interphase Power Controller by the Use of Rotary Transformer

Kalinin L.P., Zaitsev D.A., Kaloshin D.N., Golub I.V.

Institute of Power Engineering of the Academy of Sciences of Moldova
Chisinau, Republic of Moldova

Abstract. Interphase Power Controller (IPC) has some properties of the source of the current. The use of these technical devices in electrical networks, in addition to optimization of the flow distribution, contributes to limiting of short-circuit currents and limits the level of distribution of electromechanical transients between energy systems. The increase of IPC controllability allows assigning some control function upon them and ensuring a more favorable operation of the energy system generators. We have studied a variant of such a device, which is controlled by a rotary phase-shifting transformer using the asynchronous electric machines with locked phase-wound rotor.

Keywords: unified interphase power controller (UIPC), rotary phase shifting transformer (RPST), power characteristics.

Dirijărea regimului de regulatorul parametric de putere de tip UIPC (Unified Interphase Power Controller) cu utilizarea convertorului electromecanic Calinin L.P., Zaițev D.A., Caloșin D.N., Golub I.V.

Institutul de Energetică al Academiei de Științe a Moldovei
Chisinau, Republica Moldova

Rezumat. Regulatorul parametric de putere, care prezintă un dispozitiv pasiv, are proprietățile unei surse de curent. Utilizarea instalațiilor tehnice de acest gen în rețelele electrice, concomitent cu optimizarea distribuției fluxurilor de putere, va contribui la limitarea curenților de scurtcircuit, precum, și limitare extinderii proceselor electromecanice tranzitorii între sistemele energetice. Totodată, sporirea gradului de controlabilitate a reglatoarelor parametrice de putere permite de a atribui acestor echipamente a unor funcții de dirijare, realizate de instalațiile și, astfel, se asigură condiții mai favorabile de funcționare a generatoarelor. În lucrare se examinează o variantă a unei astfel de instalații, care se reglează cu ajutorul transformatoarelor de reglare a unghiului decalajului de fază realizat în baza principiului mașinii electrice asincrone cu rotorul frânat.

Cuvinte-cheie: regulatorul parametric de putere, transformatorul de reglare a decalajului de fază, caracteristici energetice.

Управление режимом параметрического регулятора мощности типа UIPC (Unified Interphase Power Controller) с использованием электромеханического преобразователя

Калинин Л.П., Зайцев Д.А., Калошин Д.Н., Голуб И.В.

Институт энергетики Академии наук Молдовы
Кишинев, Республика Молдова

Аннотация. Параметрический регулятор мощности, пассивный по своей природе, обладает свойствами источника тока. Применение технического устройства в электрических сетях, наряду с оптимизацией потокораспределения способствует ограничению токов короткого замыкания, а также сдерживанию распространения электромеханических переходных процессов между энергетическими системами. При этом повышение степени управляемости параметрических регуляторов мощности позволит переложить на них некоторую часть регулирующих функций и обеспечить более благоприятный режим работы системных генераторов. В работе исследован один из вариантов такого устройства, управляемый с помощью поворотных фазорегулирующих трансформаторов на основе асинхронных электрических машин с заторможенным фазным ротором.

Ключевые слова: параметрический регулятор мощности, поворотный фазорегулирующий трансформатор, энергетические характеристики.

Введение

Принцип управления режимом параметрического регулятора мощности с использованием средств силовой электроники, представленный в [1], основан на двухступенчатом преобразовании энергии

(выпрямление и инвертирование).

Исследуемый в настоящей работе электромеханический преобразователь, обеспечивает прямую электромагнитную связь между входом и выходом устройства.

Схема включения [2] позволяет обеспечить плавное и непрерывное управление в условиях полного отсутствия гармонических искажений выходного напряжения и тока нагрузки. При этом быстродействие регулятора, как показывают системные исследования [3-13], вполне удовлетворяет требованиям управления в условиях переходных процессов, связанных с колебаниями угла δ между узлами смежных энергосистем.

Электромеханический преобразователь представляет собой асинхронную электрическую машину с заторможенным фазным ротором, которая по своей сути является поворотным фазорегулирующим трансформатором (Rotary Phase Shifting Transformer – RPST). Из литературных источников известен RPST мощностью 250мВА при напряжении 25кВ, предназначенный для работы в режиме UPFC на линиях 500кВ одной из энергосистем Японии. Восьмиполюсное исполнение машины позволяет получить четыре градуса электрического сдвига трехфазной системы напряжений ротора на один градус его механического поворота, что обеспечивает высокую степень управляемости агрегата. Отзывчивость устройства на отработку максимального механического поворота 180° составляет менее 0,3 секунды.

Характеристика параметрического регулятора мощности на основе электромеханического преобразователя

Схемный вариант параметрического регулятора мощности на основе электромеханического преобразователя представлен на рис.1. Отличие этого варианта от ранее рассмотренного [1] состоит в том, что вместо электронного силового преобразователя используется электромеханический.

Вне зависимости от типа преобразователя (на базе силовой электроники или электромеханический) характер изменения активной P_r и реактивной Q_r мощностей на выходе устройства определяется представленными в [1] уравнениями:

$$\begin{aligned} P_r &= S_m \left[\cos\left(\frac{\psi}{2} - \delta_{sr}\right) + \frac{m}{\sin\frac{\psi}{2}} \sin\alpha \right] \\ Q_r &= S_m \left[\sin\left(\frac{\psi}{2} - \delta_{sr}\right) - \frac{m}{\sin\frac{\psi}{2}} \cos\alpha \right] \end{aligned} \quad (1)$$

$$\text{где } S_m = 2BU_s U_r \sin\frac{\psi}{2}.$$

Закон управления параметрами m и α при заданных значениях P_r и Q_r вытекает из основных уравнений активной и реактивной мощности на выходе устройства (1) и формулируется следующим образом:

$$m = \sin\frac{\psi}{2} \cdot \sqrt{1 + \frac{P_r^2 + Q_r^2}{S_m^2} - \frac{2}{S_m} \left[P_r \cos\left(\frac{\psi}{2} - \delta_{sr}\right) + Q_r \sin\left(\frac{\psi}{2} - \delta_{sr}\right) \right]}, \quad (2)$$

$$\alpha = \arctg \frac{P_r - S_m \cos\left(\frac{\psi}{2} - \delta_{sr}\right)}{S_m \sin\left(\frac{\psi}{2} - \delta_{sr}\right) - Q_r}.$$

Статорные обмотки двух поворотных трансформаторов $RT1$ и $RT2$ включены параллельно, роторные - последовательно. Для компенсации токов намагничивания электрических машин, значение которых существенно превышает токи намагничивания трансформаторов, целесообразно применять батарею статических конденсаторов C .

Каждая роторная обмотка подключается по автотрансформаторной схеме к началу соответствующей статорной обмотки. Механический поворот роторов сопровождается изменением фазового сдвига β_1 и β_2 напряжений (U_{RT1} и U_{RT2}) соответствующих роторных обмоток, к концам которых подключены первичные обмотки добавочного трансформатора BT . Регулирование углов β_1 и β_2 обеспечивает изменение модуля (U_{BT1}) и фазы (α) напряжений, питающих эти обмотки.

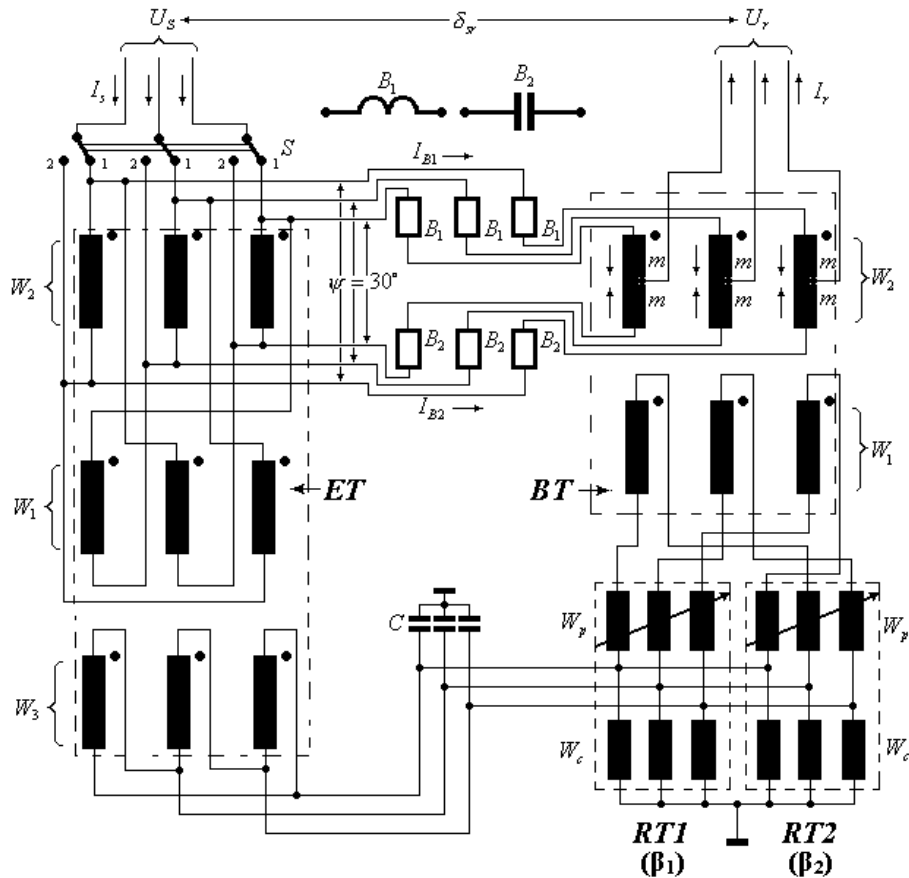


Рис.1. Схема параметрического регулятора мощности на основе электромеханического преобразователя.

Варианты реализации схемы регулирования

В зависимости от соотношения чисел витков роторной (W_p) и статорной (W_c) обмоток регулятора могут быть созданы различные условия работы устройства.

В частности, при $\frac{W_p}{W_c} = \frac{\sqrt{3}}{2}$, можно получить условия, представленные на рис.2.

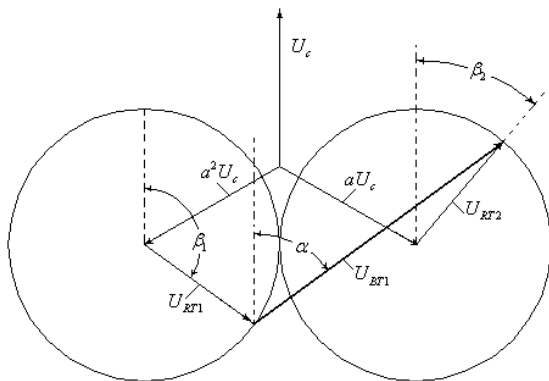


Рис.2. Условия работы устройства при $\frac{W_p}{W_c} = \frac{\sqrt{3}}{2}$.

В этом случае векторы напряжений U_{RT1} и U_{RT2} вращаются каждый вокруг своего центра, не пересекаясь. При $\beta_1 = 90^\circ$ и $\beta_2 = 270^\circ$ разность этих векторов равна нулю. При $\beta_1 = 270^\circ$ и $\beta_2 = 90^\circ$ разность этих векторов, а значит и напряжение U_{BT1} , достигает своего максимального значения.

Применение этого варианта позволяет обеспечить существенное (в два раза) снижение суммарной расчетной мощности электрических машин, образующих регулятор. В этом случае максимальное напряжение снимаемое с регулятора (при $\beta_1 = 270^\circ$ и $\beta_2 = 90^\circ$), оказывается результатом суммирования напряжения вторичной обмотки W_3 трансформатора ET и двух роторных обмоток поворотных трансформаторов. Сумма напряжений двух роторных обмоток равна напряжению обмотки W_3 . Таким образом, регулятор несет только половину нагрузки цепи управления. Покрывание второй половины нагрузки возлагается на обмотку W_3 трансформатора

ET. Созданное таким образом (эквивалентное автотрансформаторному) включение элементов устройства и определяет эффективность предлагаемой схемы.

Напряжение, приложенное к первичной обмотке добавочного трансформатора, будет определяться соотношением:

$$\dot{U}_{BT1} = \frac{\sqrt{3}}{2} [(\cos \beta_2 - \cos \beta_1) + j(2 + \sin \beta_2 - \sin \beta_1)] U_c \quad (3)$$

где U_c - напряжение статорной обмотки ($U_c = 1$).

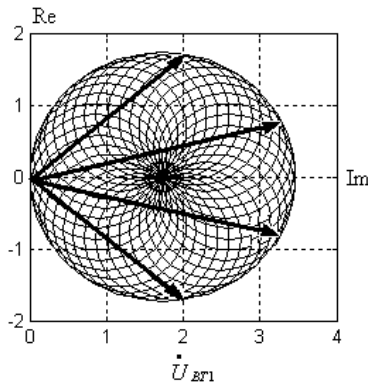


Рис.3. Характер изменения напряжения \dot{U}_{BT1} при свободном регулировании углов β_1 и β_2 .

Характер изменения напряжения \dot{U}_{BT1} при произвольном регулировании углов β_1 и β_2 иллюстрирует рис.3. Заштрихованная область полученной фигуры определяет совокупность возможных состояний устройства.

Напряжение высоковольтной обмотки добавочного трансформатора $\dot{U}_{BT2} = 2k \cdot \dot{U}_{BT1}$, (где k - коэффициент трансформации), изменяется при этом в пределах фигуры, изображенной на рис.4.

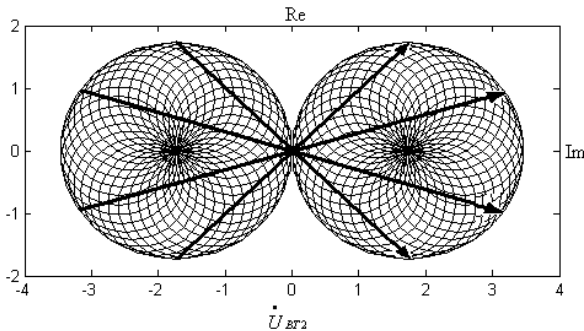


Рис.4. Напряжение высоковольтной обмотки добавочного трансформатора.

Стратегия управления режимом ПРС сводится к регулированию параметров m и α в зависимости от задаваемых условий обмена мощностью между узлами системы.

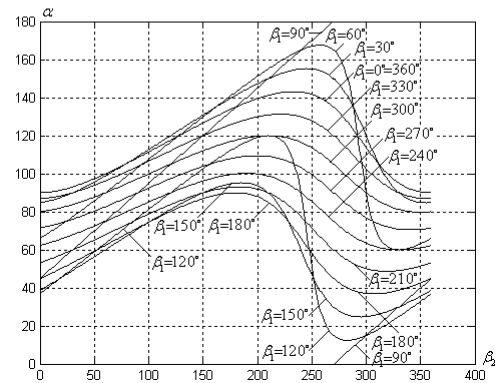
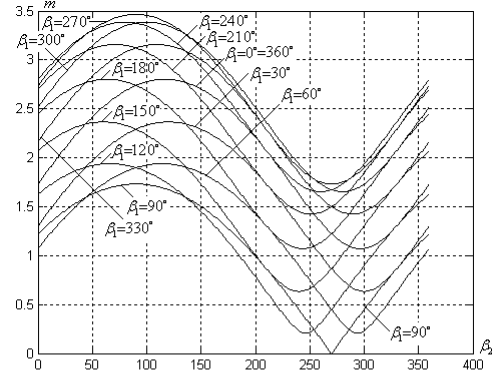


Рис.5. Полная область изменения m и α при регулировании углов β_1 и β_2 .

Определяя текущие значения m и α при заданных значениях P_r и Q_r в соответствии с равенствами (2) можно установить необходимые величины углов β_1 и β_2 из условий:

$$\begin{aligned} \sin \beta_2 - \sin \beta_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}} (m \cdot \sin \alpha - \sqrt{3}), \\ \cos \beta_2 - \cos \beta_1 &= \frac{\sqrt{3}}{2} m \cdot \cos \alpha. \end{aligned}$$

Раскрывая эти уравнения относительно β_1 и β_2 , приходим к результату:

$$\begin{cases} \beta_1 + \beta_2 = 2 \arctg \frac{m \cdot \cos \alpha}{\sqrt{3} - m \cdot \sin \alpha} \\ \beta_1 - \beta_2 = -2 \arcsin \sqrt{\frac{3 + m^2 - 2\sqrt{3} \cdot m \cdot \sin \alpha}{3}} \end{cases} \quad (4)$$

Механический поворот роторов соответствующих асинхронных машин на

углы β_1 и β_2 будет определять задаваемое регулирующее воздействие.

Полная область изменения m и α при регулировании углов β_1 и β_2 иллюстрируется графиками рис.5.

Дополнительно на рис.6 показаны графики для параметра m . Указанные графики условно разделены на два семейства $\beta_1 = 0 \div 180^\circ$ и $\beta_1 = 180 \div 360^\circ$, поскольку при совмещенном их представлении в виде одного графика исчезает пространственное восприятие картины.

Рассмотренная ситуация может считаться недостаточно комфортной с точки зрения свободы управления, поскольку значения угла $\alpha = 0^\circ$ и $\alpha = 180^\circ$ соответствуют нулевому значению U_{BT1} . В практических же условиях может возникнуть необходимость использования этих значений углов при $U_{BT1} \neq 0$, что определяет возможность регулирования реактивной мощности.

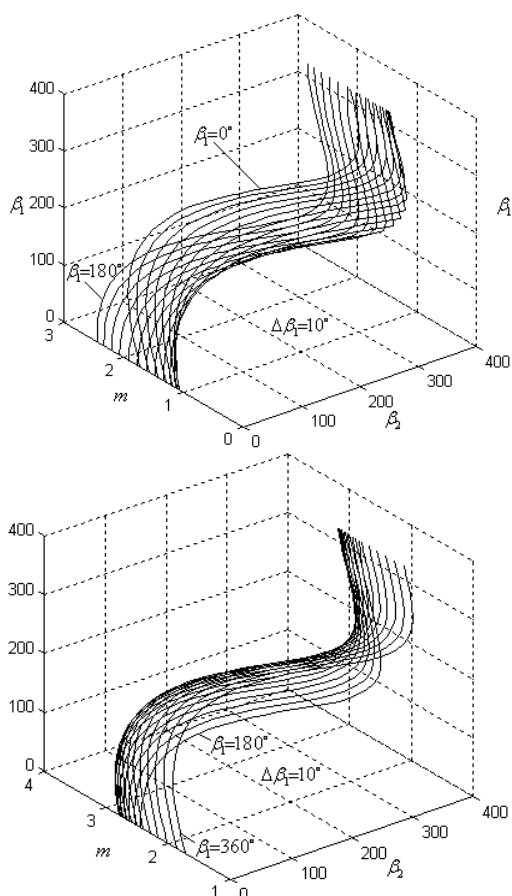


Рис.6. Пространственные графики для параметра m .

Устранить указанный недостаток можно за счет некоторого изменения соотношения витков роторной и статорной обмоток.

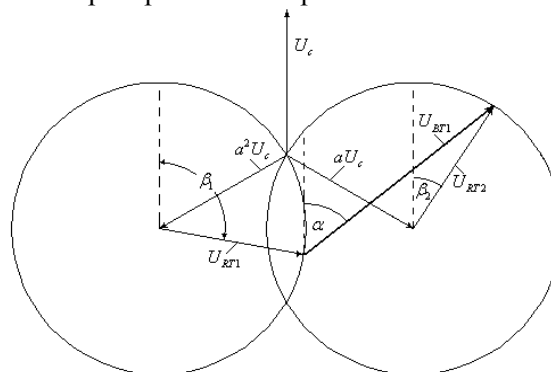


Рис.7. Условия работы устройства при $\frac{W_p}{W_c} = 1$.

Например, $\frac{W_p}{W_c} = 1$. В этом случае, как показано на рис.7, окружности, описываемые векторами U_{RT1} и U_{RT2} , пересекаются, что позволяет обеспечить более широкие возможности управления по углу α . Это приводит к тому, что вместо двукратного снижения расчетной мощности электрических машин, мы получаем снижение этой величины в $\sqrt{3}$ раза. Тем не менее, такое решение может считаться вполне оправданным.

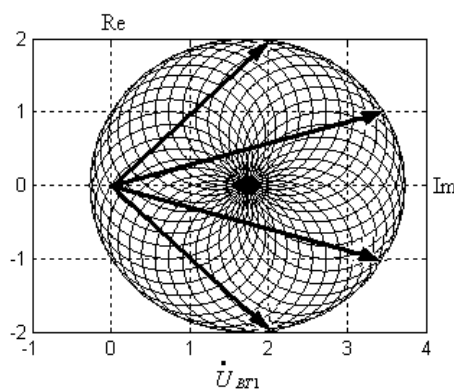


Рис.8. Комплексная область значений напряжения \dot{U}_{BT1} .

Фигура, определяющая комплексную область значений напряжения \dot{U}_{BT1} , изображена на рис.8. Соответственно фигура, характеризующая напряжение \dot{U}_{BT2} представлена на рис.9.

Характерные отличия данной ситуации очевидны. Значения $\alpha = 0^\circ$ и $\alpha = 180^\circ$ соответствуют $U_{BT1} = 1$. Это свидетельствует

о существенном повышении гибкости управления, обеспечиваемой тем же агрегатом.

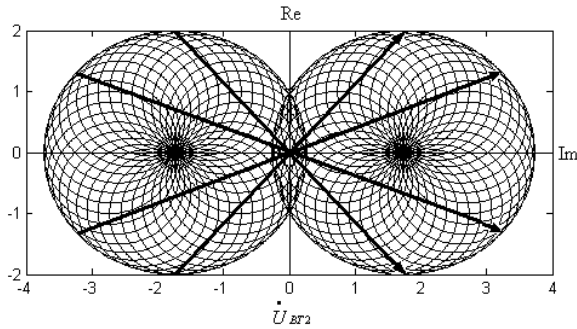


Рис.9. Комплексная область значений напряжения \dot{U}_{BT2} .

В этих условиях вектор напряжения U_{BT1} изменяется в соответствии с равенством:

$$\dot{U}_{BT1} = [(\cos \beta_2 - \cos \beta_1) \pm \pm j(\sqrt{3} + \sin \beta_2 - \sin \beta_1)] U_c. \quad (5)$$

Тогда:

$$\alpha = \pm \arctg \frac{\sqrt{3} + \sin \beta_1 - \sin \beta_2}{\cos \beta_2 - \cos \beta_1}. \quad (6)$$

При заданных параметрах m и α значения β_1 и β_2 определяются уравнениями:

$$\begin{cases} \beta_1 + \beta_2 = 2 \arctg \frac{m \cdot \cos \alpha}{\sqrt{3} - m \cdot \sin \alpha} \\ \beta_1 - \beta_2 = \mp 2 \arcsin \frac{\sqrt{3 + m^2} - 2\sqrt{3} \cdot m \cdot \sin \alpha}{2} \end{cases} \quad (7)$$

Полные графики изменения m и α в зависимости от β_1 и β_2 изображены соответственно на рис.10 и рис.11.

Таким образом, параметрический регулятор мощности на основе электромеханического преобразователя может рассматриваться в качестве перспективного регулирующего устройства для управления режимом ИРС.

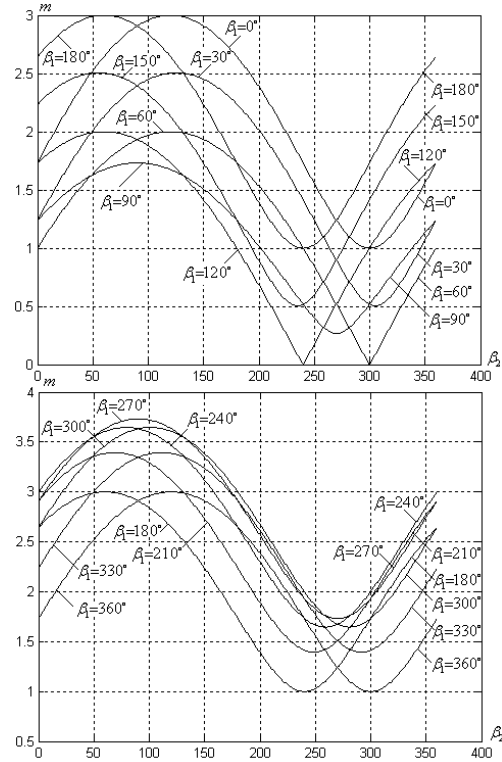


Рис.10. Полные графики изменения m в зависимости от β_1 и β_2

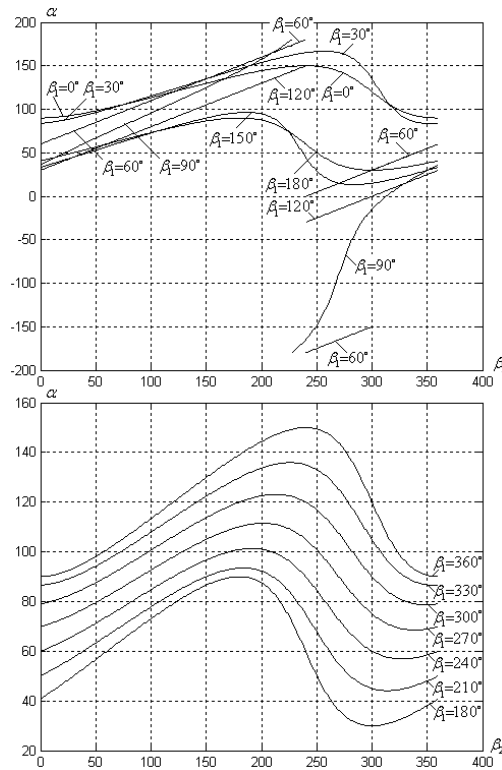


Рис.11. Полные графики изменения α в зависимости от β_1 и β_2 .

Выводы

1. Предложен и исследован вариант параметрического регулятора мощности

- на основе электромеханического преобразователя.
2. Показано, что в зависимости от соотношения чисел витков роторной и статорной обмоток регулятора могут быть построены различные стратегии управления работой устройства.
 3. Предложенный вариант включения элементов устройства, заключающийся в изменении количества витков обмотки статора и ротора устройства, позволяет обеспечить существенное (в два раза) снижение суммарной расчетной мощности электрических машин, образующих регулятор.
 4. Исследование свойств и характеристик управления предлагаемого устройства в различных режимах показало, что параметрический регулятор мощности на основе асинхронной электрической машины с заторможенным фазным ротором с технической, экономической и эксплуатационной точек зрения можно считать конкурентоспособным по отношению к регулятору на базе силового электронного конвертора.

References

- [1] Kalinin L., Zaitsev D., Tirshu M., Steady state operation of interphase power controller (IPC) using power electronic converter, România. /Tehnologiile energiei. Producerea, transportul și distribuția energiei electrice și termice, vol 43, nr.7/2010, pag. 7-13.
- [2] Kalinin L., Zaitsev D., Tirshu M., Interphase power controller (IPC) using rotary transformers, 6th International conference on electromechanical and power systems, October 4-6, 2007, Chișinău, Moldova, Vol. II, pp.313-317.
- [3] Fujita H., Baker D.H., Et al., Power flow controller using rotary phase-shifting transformers, Session 37-102, CIGRE 2000.
- [4] Ba A.O., Pend T., and Lefebvre S., "Rotary power-flow controller for dynamic performance evaluation-part I: RPFC modeling", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, pp. 1406-1416, July 2009
- [5] Brochu J., Beaugard F., Et al., Innovative application of phase-shifting transformers supplemented with series reactive elements, Session A2-203, CIGRE 2006.
- [6] Ba A.O., Pend T., and Lefebvre S., "Rotary power-flow controller for dynamic performance evaluation-part II: RPFC application in a transmission corridor", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 24, No. 3, pp. 1417-1425, July 2009.
- [7] Fujita H., Ihara S., Larsen E. V., Pratico E.R., and Price W.W., "Modeling and dynamic performance of a rotary power flow controller", in Proc. Power Engineering Society Meeting, pp. 599-604, 2001.
- [8] Hosseini M., Abardeh and Ghazi R., Tolué Khayami M., "The operation analysis of rotary power flow controller (RPFC)", Iranian Conference on Electrical Engineering, 2011.
- [9] Tolué Khayami M., Shayanfar H.A., Kazemi A., and Hosseini Abardeh M., "The operation analysis of rotary power flow controller (RPFC) using detailed modeling", Int. Power System Conf., 2012.
- [10] Tolué Khayami J.M., Hosseini Abardeh M., Shayanfar H.A., and Ghazi R., "The operation analysis and allocation of rotary power flow controller (RPFC) in the Khorasan transmission network", Int. Power System Conf., 2011.
- [11] Hosseini Abardeh M., and Ghazi R., Rotary Power Flow Controller (RPFC) Characteristics Analysis, The 5th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO2011), Shah Alam, Selangor, Malaysia : 6-7 June 2011
- [12] Tolué Khayami M., Hosseini Abardeh M., Shayanfar H.A. and Ghazi R., "Power system reliability enhancement using rotary power flow controller", Int. Power System Conf., 2011.
- [13] Brochu J., "Interphase Power Controllers", Book, Polytechnics International Press, 1999.

Сведения об авторах:



Калинин Лев Павлович,
kalinin_lev@ie.asm.md
Институт Энергетики АНМ, кандидат технических наук. Область научных интересов связана с разработкой и применением FACTS контроллеров в энерго-системах.



Калошин Данила Николаевич,
danila-nik2005@yandex.ru
Институт Энергетики АНМ, научный сотрудник. Научные интересы связаны с исследованием современных средств управления режимами энергосистем.



Зайцев Дмитрий Александрович,
zaiats@ie.asm.md
Институт Энергетики АНМ, кандидат технических наук. Научные интересы лежат в области исследования режимов энергосистем, содержащих гибкие меж-системные связи.



Голуб Ирина Владимировна,
irina.golub@mail.ru
Институт Энергетики АНМ. Область научных интересов: режимы энергосистем, управляемые линии элект-ропередачи переменного тока.

A Generalized Approach to the Calculation Procedure of Distribution Network Steady-state and Transient Regime

Berzan V., Postoronca Sv., Vieru D., Tintiuc Iu.

Institute of Power Engineering of the ASM
Chişinău, Republic of Moldova

Abstract. The low-voltage electrical distribution networks are characterized by ramified topology and spatial distribution of the consumers connected to the power supply. This leads to certain difficulties in calculation of such circuits even in the case of steady state mode, since even in stationary case a new separate problem must be solved each time. We have to mention that these difficulties are even more pronounced in the case of the circuit transient analysis. This paper proposes a generalized approach to calculation of steady-state and transient regimes in the branched distribution networks with *RLC* loads. To solve this problem we propose to use the mesh currents method, representation of the system of equations in matrix form and the Laplace transform. This gives the possibility to determine the characteristics of the current and voltage changes over time in the network and in the load. The difference between the obtained results and the known results, published in the open sources, is determined by the fact that the calculation of stationary and transient modes, is performed using the same calculations algorithm for both stationary and transient regimes.

Keywords: tree electric network, steady state and transient mode, mesh currents method, Laplace transforms.

O tratare generalizată a procedurii de calcul a regimului permanent și tranzitoriu a rețelei de distribuție

Berzan V., Postoroncă Sv., Vieru D., Tintiuc Iu.

Institutul de Energetică al AȘM
Chişinău, Republica Moldova

Rezumat. Rețelele electrice de joasă tensiune au o topologie ramificată cu repartizarea spațială a consumatorilor, care se alimentează de la rețea. Aceasta conduce la unele dificultăți, chiar la determinarea parametrilor regimului permanent de funcționare ce se manifestă prin necesitatea unor eforturi creative privind atât etapa de formulare a problemei, cât și la etapa de calcul a regimului permanent. Vom menționa, că aceste dificultăți devin și mai pronunțate în cazul examinării problemei analizei regimurilor tranzitorii în aceste circuite. În prezenta lucrare se propune o tratare generalizată a procedurii de calculare a regimurilor permanente și tranzitorii în rețeaua arborescentă cu sarcini de tipul *RLC*. Pentru soluționarea acestei probleme se propune utilizarea metodei curenților de contur, prezentarea sistemului de ecuații privind mărimile necunoscute în formă matricială și utilizarea transformantei Laplace pentru determinarea caracteristicilor de evoluție în timp a mărimilor căutate (curenților și tensiunilor) în porțiunile rețelei și a sarcinilor conectate la această rețea. Noutatea rezultatelor prezentate este determinată de faptul, că calcularea regimului permanent și a regimului tranzitoriu se face în baza unui algoritm similar de calcul, care se realizează în baza unei metodologii unice de aplicare.

Cuvinte-cheie: rețea arborescentă, regim permanent și tranzitoriu, metoda curenților de contur, transformanta Laplace.

Обобщенный подход к расчету установившегося и переходного режимов распределительной сети

Берзан В., Посторонкэ С., Виеру Д., Тинтиук Ю.

Институт энергетики АНМ
Кишинэу, Республика Молдова

Аннотация. Низковольтные электрические распределительные сети характеризуются разветвленностью топологии и пространственным распределением потребителей, подключенных к сети питания. Это приводит к некоторым трудностям расчета таких цепей, даже в случае определения параметров установившегося режима, поскольку даже для стационарного режима в цепи необходимо каждый раз решать отдельную новую задачу. Отметим, что эти трудности еще более выражены при рассмотрении проблемы расчета и анализа переходных режимов в этих схемах. В этой статье рассматривается обобщенный метод расчета стационарных и переходных режимов в разветвленных распределительных сетях с *RLC* элементами. Для решения этой проблемы предлагается использовать метод контурных токов, представление системы уравнений в матричной форме и преобразование Лапласа. Это позволяет определить характеристики изменения токов и напряжений во времени в сети и в нагрузке. Отличие полученных результатов от известных определяется тем, что расчет стационарного и переходного

режимов, выполняется по тому же алгоритму расчета, как для стационарного, так и для переходного режима.

Ключевые слова: разветвленная сеть, установившийся и переходный режимы, метод контурных токов, преобразование Лапласа.

1. Introducere

Rețelele electrice au destinația de a transporta și distribui energia electrică consumatorilor finali. În prezent predomină schema de alimentare a consumatorilor în care fluxul de energie are direcția de la rețelele de tensiune înaltă spre rețelele de tensiune joasă, la care și sunt racordați consumatorii. Pentru rețelele de joasă tensiune este caracteristică o topologie arborescentă cu multe ramificări și racordarea consumatorilor pe toate porțiunile, ce formează infrastructura de alimentare cu energie electrică. Structura arborescentă condiționează unele dificultăți în calcularea regimurilor atât permanente, cât și tranzitorii de funcționare a acestui tip de circuit [1-3].

La frecvențe joase circuitele electrice se pot prezenta prin scheme echivalente formate din combinații de componente *RLC*. În cazul alimentării de la surse de energie cu semnale periodice sinusoidale calcularea regimurilor permanente se execută cu metoda simbolică de calcul cu utilizarea metodelor descrise în bazele teoretice ale electrotehnicii [4].

Mai multe dificultăți se întâlnesc la calcularea regimurilor tranzitorii. Totuși vom menționa, că orice regim tranzitoriu tinde cu timpul la o stare staționară, deoarece în circuitele reale are loc fenomenul de disipare a energiei, care și asigură efectul de atingere a stării de echilibru [5]. Pentru cazul regimului tranzitoriu procesele se descriu de ecuații integro-diferențiale, ceea ce și conduce la mai multe dificultăți în cazul studierii caracteristicii derulării regimului tranzitoriu [4-6].

De obicei, calcularea regimului permanent și a regimului tranzitorii se examinează ca două probleme separate. Ca urmare, atât studierea metodelor de calcul, cât și realizarea calculelor necesare pentru elaborarea și argumentarea soluțiilor tehnice privind proiectarea circuitelor și rețelelor electrice se realizează separat. Aceasta conduce la unele dificultăți privind calcularea acestor regimuri, deoarece în fiecare caz este necesar de selectat cea mai rezonabilă metoda de calcul, atât pentru cazul calculării regimului permanent, dar și a celui tranzitoriu.

În prezenta lucrare vom examina o abordare generalizată a procedurii de calcul a regimului permanent și regimului tranzitoriu în circuitul cu topologia caracteristică a unei rețele de joasă tensiune de tip arbore cu mai mulți consumatori racordați de tipul *RLC*.

2. Formularea problemei

Vom considera că topologia circuitului este apropiată de structura rețelei arborescente. Circuitul este alimentat de la o singură sursă de energie. Sarcinile conectate la rețea au o repartiție spațială și prezintă combinații de tipul *RLC*. Obiectivul investigației constă în obținerea valorilor curenților în sarcini și a valorilor tensiunilor în nodurile de racord ale sarcinilor la rețea în regim staționar și regim tranzitoriu la alimentarea de la o sursă de curent sinusoidal a porțiunii de circuit examinat.

3. Metoda de analiză

Pentru determinarea prin calcul a mărimilor necunoscute, curenților și tensiunilor în diferite porțiuni a circuitului examinat vom utiliza metoda curenților de contur. Ecuațiilor echilibrului tensiunilor pentru fiecare contur le vom întocmi astfel, ca în aceste ecuații curentul prin porțiunea circuitului ce prezintă sarcina racordată la rețea să coincidă cu curentul de contur. În acest caz avem posibilitatea să determinăm valorile tensiunii în secțiunile respective ale circuitului, utilizând legea lui Ohm. Astfel vom determina și profilul tensiunii în circuit. Deoarece examinăm circuitul pentru cazul frecvenței industriale, avem posibilitatea să prezentăm schema reală a rețelei prin schema echivalentă cu componente cu parametri concentrați.

În fig. 1 se prezintă schema echivalentă a circuitului de tip arborescent. Impedanțele fiecărui contur includ la general ansambluri de componente de tip *RLC*. Curentul de contur îl vom nota după numărul nodul e conectare a sarcinii la rețea.

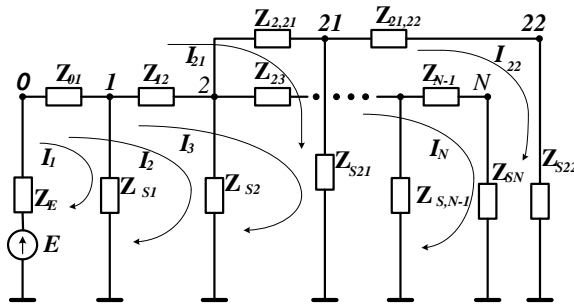


Fig.1. Circuit cu topologie arborescentă.

3.1. Calculul regimului permanent

Impedanța conturului include componenta impedanței interne a sursei Z_E componentele porțiunilor longitudinale începând cu punctul notat prin zero, deci $Z_{01}, Z_{02}, \dots, Z_{0k}$ și impedanța sarcinii conectată la punctul de racord k , deci Z_{Sk} . Deoarece pe parcursul conturului selectat pentru care se întocmește ecuația echilibrului tensiunilor componentele longitudinale sunt conectate în serie, avem posibilitatea ca aceste componente să fie prezentat de o impedanță echivalentă care include aceste impedanțe definite ca elemente longitudinale în schema echivalentă a rețelei:

$$Z_{0k} = Z_{01} + Z_{12} + \dots + Z_{k-2,k-1} + Z_{k-1,k}.$$

Impedanța echivalentă a conturului se va nota astfel: $Z_k = Z_E + Z_{0k} + Z_{Sk}$. În acest caz pentru schema din fig.1 vom avea sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} I_1 Z_1 &= E \\ I_2 Z_2 &= E \\ &\vdots \\ I_k Z_k &= E \\ &\vdots \\ I_N Z_N &= E. \end{aligned} \quad (1)$$

În sistemul de ecuații (1) $k=1,2, \dots, n-1,N, 21, 22$, și numărul de necunoscute sau variabile independente care sunt definite ca curenții de contur coincide cu numărul sarcinilor racordate la rețeaua de alimentare. Sarcinile racordate la rețea sunt laturi transversale în schema echivalentă examinată.

Vom transforma sistemul de ecuații (1) astfel:

$$\begin{aligned} I_1 Z_1 + I_2 0 + \dots + I_{N-1} 0 + I_N 0 + I_{21} 0 + I_{22} 0 &= E \\ I_1 0 + I_2 Z_2 + \dots + I_{N-1} 0 + I_N 0 + I_{21} 0 + I_{22} 0 &= E \\ &\vdots \\ I_1 0 + I_2 0 + \dots + I_{N-1} Z_{N-1} + I_N 0 + I_{21} 0 + I_{22} 0 &= E \\ I_1 0 + I_2 0 + \dots + I_{N-1} 0 + I_N Z_N + I_{21} 0 + I_{22} 0 &= E \\ I_1 0 + I_2 0 + \dots + I_{N-1} 0 + I_N 0 + I_{21} Z_{21} + I_{22} 0 &= E \\ I_1 Z_1 + I_2 0 + \dots + I_{N-1} 0 + I_N 0 + I_{21} 0 + I_{22} Z_{22} &= E. \end{aligned} \quad (2)$$

Sistemul de ecuații (2) se poate prezenta în formă concisă ca o ecuație matricială:

$$BX = Y, \quad (3)$$

în care

$$B = \begin{pmatrix} Z_1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & Z_{N-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{22} \end{pmatrix}^{-1}$$

matrice diagonală care include impedanțele de contur;

$X = (I_1, I_2, \dots, I_{N-1}, I_N, I_{21}, I_{22})^T$ - matricea transponată a mărimilor necunoscute, curenților de contur;

$Y = (E, E, \dots, E, E, E, E)^T$ - matricea transponată a mărimilor cunoscute.

Valorile mărimilor necunoscute de determină utilizând regula lui Cramer:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{\det(B_{I1})}{\det(B)}; I_2 = \frac{\det(B_{I2})}{\det(B)}; \dots; I_{N-1} = \frac{\det(B_{I,N-1})}{\det(B)}; \\ I_N &= \frac{\det(B_{IN})}{\det(B)}; I_{21} = \frac{\det(B_{I21})}{\det(B)}; I_{22} = \frac{\det(B_{I22})}{\det(B)}, \end{aligned} \quad (4)$$

în care matricele $B_{I1}, B_{I2}, \dots, B_{I,N-1}, B_{IN}, B_{I21}, B_{I22}$ prezintă de asemenea matrice pătrate, determinantul cărora este produsul elementelor diagonalei principale, ca și în cazul matricei pătrate B . În determinantul matricelor $B_{I1}, B_{I2}, \dots, B_{I,N-1}, B_{IN}, B_{I21}, B_{I22}$ impedanța de contur din determinatul matricei B este substituit de către t.e.m. E a sursei de alimentare sau dacă avem mai multe surse de suma algebrică a surselor ce sunt incluse în circuitul conturului examinat.

Pentru circuitele de curent continuu mărimile notate prin sunt rezistențe active, iar în cazul unui circuit de curent alternativ mărimile Z sunt numere complexe. Ținând cont că componentele

inductive și capacitive a impedențelor de contur Z_k sunt funcții de frecvență ω , reiese că în cazul alimentării circuitului de la o sursă de curent (tensiune) sinusoidală raportul determinanților $\det(B_{ik})/\det(B)$ prezintă raportul a două polinoame de gradul m și n , pentru care se îndeplinesc condiția $m < n$.

Pentru regimul permanent curenții de contur se pot calcula cu ajutorul relației:

$$I_k = E \frac{Q(\omega)}{D(\omega)}, \quad (5)$$

în care ω - frecvența unghiulară, valoarea căruia pentru cazul unui circuit de curent continuu este egală cu zero.

Căderea tensiunii pe impedența sarcinii de la curentul de contur determină valoarea tensiunii în rețea în nodul de racord, deci

$$U_k = I_k Z_{sk} = E \frac{Q(\omega) Z_{sk}}{D(\omega)}. \quad (6)$$

Relația (6) ne permite să determinăm profilul tensiunii în circuitul examinat. Valorile curenților în porțiunile longitudinale se determină în baza primei legi a lui Kirchhoff. Menționăm, că valoarea curentului de intrare I_E , deci absorbit de la sursa de alimentare, va fi egală cu suma curenților ce se scurg prin sarcinile conectate la rețeaua de alimentare:

$$I_E = \sum_{k=1}^M I_k, \quad (7)$$

în care M - este determinat de numărul variabilelor (necunoscutelor) independente - curenții de contur.

3.2. Calculul regimului tranzitoriu

3.2.1 Determinarea valorilor imaginii funcțiilor originale

Procedeul aplicat pentru calcularea regimului permanent este robust și în cazul determinării caracteristicilor regimului tranzitoriu în circuitul arboriscent. În acest caz este necesar de definit caracterul impedențelor sarcinilor racordate la rețea, deci este necesar de nominalizat caracterul fiecărei sarcini: activ, inductiv, capacitiv sau activ-inductiv (cel mai frecvent), activ-capacitiv. Porțiunile longitudinale ale circuitului sunt impedențe cu caracter activ-inductiv, valorile

căroră depind de valorile parametrilor lineice r_0 și L_0 , și lungimea porțiunii respective. Impedența internă Z_E a sursei de asemenea este formată din rezistența activă r_E și inductivitatea L_E .

Pentru cazul examinării regimului tranzitoriu echilibrul tensiunilor în circuit se prezintă de un sistem de ecuații integro-diferențiale. Vom menționa, că în caz general aceste ecuații trebuie să fie întocmite reieșind din ipoteza, că condițiile inițiale sunt nenule. Totuși, pentru a prezenta esența procedurii este util de considerat, că condițiile inițiale sunt nule. Concomitent nu vom stipula ce caracter are sursa de alimentare a circuitului, deci este o sursă de curent continuu sau o sursă de curent alternativ. Valorile curenților și tensiunilor în ecuațiile echilibrului tensiunii sunt mărimi instantanee, iar parametrii în schema echivalentă au valori constante, deci circuitul este liniar.

Vom considera, că sarcinile cu indici impari au caracter activ-inductiv, iar cele cu indici pari caracter activ capacitiv. Pentru aceste condiții avem posibilitatea de a formula ecuațiile integro-diferențiale în formă generalizată.

$$\begin{aligned} R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} &= e \\ R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 dt &= e \\ R_3 i_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} &= e \\ &\vdots \\ R_{2k-1} i_{2k-1} + L_{2k-1} \frac{di_{2k-1}}{dt} &= e \\ R_{2k} i_{2k} + L_{2k} \frac{di_{2k}}{dt} + \frac{1}{C_{2k}} \int_0^t i_{2k} dt &= e, \end{aligned} \quad (7)$$

în care $k = 0, 1, 2, 3, \dots$

Pentru determinarea variabilelor necunoscute vom utiliza metoda operațională, transformând ecuațiile integro-diferențiale ale sistemului (7) în ecuații algebrice:

$$\begin{aligned} R_1 I_1(p) + I_1(p) p L_1 &= E(p) \\ R_2 I_2(p) + I_2(p) p L_2 + \frac{1}{p C_2} I_2(p) &= E(p) \\ R_3 I_3(p) + I_3(p) p L_3 &= E(p) \\ &\vdots \\ R_{2k-1} I_{2k-1}(p) + I_{2k-1}(p) p L_{2k-1} &= E(p) \\ R_{2k} I_{2k}(p) + I_{2k}(p) p L_{2k} + \frac{1}{p C_{2k}} I_{2k}(p) &= E(p). \end{aligned} \quad (8)$$

Sistemul de ecuații (8) îl vom transcrie în forma sistemului (2):

$$\begin{aligned}
 I_1(p)[R_1 + pL_1] + I_2(p)*0 + \dots + I(p)_{2k-1} * 0 + \\
 + I_{2k}(p) * 0 = E_1(p) \\
 I_1(p) * 0 + I_2(p)[R_2C_2 + L_2C_2p^2 + 1] + \dots + \\
 + I(p)_{2k-1} * 0 + I_{2k}(p) * 0 = E_2(p)pC_2 \\
 I_1(p) * 0 + I_2(p) * 0 + I_3(p)[R_3 + pL_3] + \dots + \\
 + I(p)_{2k-1} * 0 + I_{2k}(p) * 0 = E_3(p) \\
 \vdots \\
 I_1(p) * 0 + I_2(p) * 0 + \dots + \\
 + I(p)_{2k-1}[R_{2k-1} + pL_{2k-1}] + I(p)_{2k-1} * 0 = E_{2k-1}(p) \\
 I_1(p) * 0 + I_2(p) * 0 + \dots + \\
 + I(p)_{2k-1} * 0 + I_{2k}(p)[R_{2k}C_k p + pL_{2k}C_{2k}p^2 + 1] = \\
 = E_{2k}(p)pC_{2k}.
 \end{aligned} \tag{9}$$

Ecuațiile (9) se pot prezenta în formă matricială a ecuației (3), în care vectorul transpus al mărimilor căutate este prezentat de relația $X(p) = [I_1(p), I_2(p), \dots, I_{2k-1}(p), I_{2k}(p)]^T$, iar a celor cunoscute de vectorul transpus, considerând că mărimile funcțiilor imagine $E(p) = E_1(p) = E_2(p) = \dots = E_{2k}(p)$ sunt notate cu indici doar pentru a avea o mai mare claritate la citirea vectorului

$$Y(p) = [E_1(p), pC_2E_2(p), E_3(p), pC_4E_4(p), \dots, \dots, E_{2k-1}(p), pC_{2k}E_{2k}(p)]^T.$$

Matricea pătrată a coeficienților din sistemul de ecuații (9) dacă notăm elementele ei prin:

$$\begin{aligned}
 Z_1(p) = R_1 + pL_1; \quad Z_2(p) = L_2C_2p^2 + R_2C_2p + 1; \dots; \\
 \dots; \quad Z_{2k-1}(p) = R_{2k-1} + pL_{2k-1},
 \end{aligned}$$

obținem matricea pătrată $B(p)$ a coeficienților:

$$B(p) = \begin{pmatrix} Z_1(p) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2(p) & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & Z_{2k-1}(p) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{2k}(p) \end{pmatrix}.$$

Valorile imaginilor funcțiilor căutate de asemenea în acest caz se vor calcula conform regulii Cramer (a vedea relațiile (4), (6) și (7)). În acest caz obținem:

$$\det B(p) = Z_1(p)Z_2(p)Z_3(p) \dots Z_{2k-1}(p)Z_{2k}(p).$$

Respectiv, determinații complementari se vor determina de relațiile respective în dependență de indicele imaginii curentului examinat ca mărime necunoscută:

$$\det B_{I_1}(p) = E_1(p) * Z_2(p) \dots Z_{2k-1}(p) * Z_{2k}(p);$$

$$\det B_{I_2}(p) = Z_1(p) * pC_2E_2(p) * \dots * Z_{2k-1}(p) * Z_{2k}(p);$$

$$\det B_{I_3}(p) = Z_1(p) * Z_2(p) * E_3(p) * \dots * Z_{2k-1}(p) * Z_{2k}(p);$$

$$\det B_{I_{2k-1}}(p) = Z_1(p) * Z_2(p) * \dots * E_{2k-1}(p) * Z_{2k}(p);$$

$$\det B_{I_{2k}}(p) = Z_1(p) * Z_2(p) * \dots * pC_{2k}E_{2k}(p) * Z_{2k}(p),$$

în care $E(p) = E_1(p) = E_2(p) = \dots = E_k(p)$.

Valorile imaginilor funcțiilor original a curenților se calculează cu relații similare (4), iar valorile imagine a funcțiilor original privind tensiunea în punctul de racord cu utilizarea relațiilor (6). Vom menționa că imaginile funcțiilor original a curenților se determină din relația $I(p) = E(p)Q_i(p)/D_i(p)$, în care $Q_i(p)$ și $D_i(p)$ sunt polinoame de grad înalt. Gradul polinoamelor depinde de caracterul și numărul sarcinilor racordate la circuitul de la care se alimentează.

Funcția imagine a tensiunii în nodul de racordare se calculează conform teoremei lui Ohm, deci

$$U_{S,2k-1}(p) = I_{2k-1}(p)Z_{S,2k-1} = \frac{\det B_{I_{2k-1}}(p)}{\det B(p)} Z_{S,2k-1}(p),$$

pentru sarcina cu caracter activ inductiv și

$$U_{S,2k}(p) = I_{2k}(p)Z_{S,2k}(p) = \frac{\det B_{I_{2k}}(p)}{\det B(p)} Z_{S,2k}(p)$$

pentru sarcina cu caracter activ capacitiv.

Vom menționa, că mărimile imagine notate prin $Z_{S,2k-1}(p)$ și $Z_{S,2k}(p)$ sunt prezentate de următoarele relații:

$$Z_{S,2k-1}(p) = r_{S,2k-1} + pL_{S,2k-1};$$

$$Z_{S,2k}(p) = \frac{r_{S,2k}C_{S,2k}p + 1}{pC_{S,2k}},$$

unde $k=1,2,3,\dots$ și mărimea k depinde de numărul punctelor de racord la rețea a sarcinilor.

Ca și în cazul calculării valorilor imagine a funcției originale a curentului avem o relație similară după structură și pentru determinarea valorii imaginii funcției originale a tensiunii în orice nod de conectare a sarcinilor la rețea:

$$U_{S,2k-1}(p) = E(p) \frac{Q_{U,S2k-1}(p)}{D_U(p)},$$

$$U_{S,2k}(p) = E(p) \frac{Q_{U,S2k}(p)}{D_U(p)}.$$

Comun atât pentru cazul imaginii funcției curentului, cât și a imaginii funcției tensiunii se prezintă faptul că în relațiile de calcul este prezentă componenta raportului a două polinoame de grad înalt. Vom menționa, determinarea expresiei funcției imagine se reduce la calcularea rădăcinilor polinomului notat prin $D(p)$, determinarea derivatei lui și calcularea pentru fiecare valoare a rădăcinilor a valorii raportului $Q(p_i)/D'(p_i)$, polinomului $D(p) = 0$.

3.2.2. Determinarea funcției originale

Este cunoscut, că raportul a două polinoame $Q(x)/D(x)$ se poate prezenta ca suma componentelor

$$\frac{Q(x)}{D(x)} = A_1 \frac{1}{x-x_1} + A_2 \frac{1}{x-x_2} + \dots + A_n \frac{1}{x-x_n},$$

în care x_1, x_2, \dots, x_n sunt rădăcinile polinomului $D(x)$ de gradul n .

Pentru imaginile funcțiilor originale a mărimilor necunoscute noi am obținut că valorile lor sunt prezentate de expresia care include raportul a două polinoame de grad superior $Q(p)$ și $D(p)$. Raportul acestor polinoame de asemenea se poate prezenta ca suma a mai multor componente, deci

$$\frac{Q(p)}{D(p)} = A_1 \frac{1}{p-p_1} + A_2 \frac{1}{p-p_2} + \dots + A_n \frac{1}{p-p_n}.$$

Mărimile p_1, p_2, \dots, p_n sunt rădăcinile polinomului $D(p) = 0$ și se referă la componenta liberă a procesului nestaționar.

Calcularea rădăcinilor polinoamelor de grad înalt prezintă o problemă dificilă, dar cunoașterea valorilor rădăcinilor este o condiție necesară pentru a determina expresia analitică a funcției originale căutată, de exemplu, evoluția curentului și tensiunii în procesul tranzitoriu în punctele de racord ale sarcinilor RLC .

Pentru polinoamele $D_I(p)$ și $D_U(p)$ rădăcinile se calculează relativ simplu, deoarece aceste polinoame includ grupări similare de componente de primul grad și de gradul doi. Gruparea tipică pentru schema examinată are următoarea structură $(b_1p + b_0)(a_2p^2 + a_1p + 1) = 0$. Determinarea rădăcinilor se reduce la calcularea lor pentru ecuații de tipul $b_1p + b_0 = 0$ și $a_2p^2 + a_1p + 1 = 0$ pentru fiecare din conturul selectat al circuitului prezentat în fig.1.

Din ecuația (9), reiese că pentru punctul de racord k avem: $a_{2,2k} = L_{2k}C_{2k}$, $a_{1,2k} = R_{2k}C_{2k}$, $b_{1,2k-1} = L_{2k-1}$, $b_0 = R_{2k-1}$. Rădăcinile ecuației de gradul unu și ecuației patrate:

$$p_1 = -\frac{b_0}{b_1} = -\frac{R_{2k-1}}{L_{2k-1}},$$

$$p_{2,3} = \frac{-R_{2k}C_{2k} \pm \sqrt{(R_{2k}C_{2k})^2 - 4L_{2k}C_{2k} * 1}}{2L_{2k}C_{2k}} =$$

$$= \frac{-R_{2k} \pm \sqrt{R_{2k}^2 - 4Z_{2k}^2}}{2L_{2k}}, \quad (9)$$

în care $Z_{2k}^2 = L_{2k}/C_{2k}$ - impedanța caracteristică a conturului examinat.

Mărimile p_1, p_2, p_3 sunt determinate de parametrii RLC a conturilor respective și se definesc ca constante de timp.

Valorile coeficienților A_1, A_2, \dots, A_n , de exemplu A_1 se determină prin înmulțirea părții din dreapta și din stânga la $p - p_1$ și în caz că $p \rightarrow p_1$ obținem $(p - p_1)Q(p)/D(p) = A_1$. Pentru a exclude nedeterminanța ne vom folosi de regula lui L'Hôpital. Aceasta ne permite determinarea valorilor coeficienților notați prin A_1, A_2, \dots, A_n din relația $A_k = Q(p_k)/D'(p_k)$. Deoarece conform transformantei Laplace $1/(p - \alpha) \rightarrow e^{\alpha t}$, reiese că funcțiile originale

necunoscute pentru curenții cu indicele $2k-1$ se pot determina utilizând relația:

$$i_{2k-1}(t) = \sum_{i=1}^n E(p_i) \frac{Q_i(p_i)}{D'(p_i)} e^{p_i t}$$

iar pentru curenții cu indicii $2k$ utilizând formula:

$$i_{2k}(t) = \sum_{i=1}^n p_i C_{2k} E(p_i) \frac{Q_i(p_i)}{D'(p_i)} e^{p_i t}$$

Funcțiile originale ale tensiunii în punctele de racord ale sarcinilor la rețea se vor determina de expresiile:

$$u_{2k-1}(t) = \sum_{i=1}^n E(p_i) \frac{Q_i(p_i)}{D'(p_i)} (r_{S,2k-1} + p_i L_{S,2k-1}) e^{p_i t}$$

$$u(t)_{S,2k} = \sum_{i=1}^n p_i C_{2k} E(p_i) \frac{Q_i(p_i)}{D'(p_i)} \frac{(r_{S,2k} C_{2k} p_i + 1)}{p_i C_{2k}} e^{p_i t} =$$

$$= \sum_{i=1}^n E(p_i) \frac{Q_i(p_i)}{D'(p_i)} (r_{S,2k} C_{2k} p_i + 1) e^{p_i t}.$$

Concluzii

S-a propus o tratare generalizată a procedurii de calcul a regimului staționar și permanent în rețeaua de distribuție a energiei electrice de joasă tensiune cu sarcini distribuite spațial. Noutatea rezultatelor este determinată de faptul, că calcularea regimului permanent și a regimului tranzitoriu se face în baza unui algoritm similar

Informații despre autori.



Berzan V, dr. hab. în tehnică. Domeniul intereselor științifice: diagnoza echipamentului energetic, procese nestaționare în circuite electrice neomogene, modelarea matematică, transportul energiei electrice, surse regenerabile de energie. Autor a peste 230 publicații științifice, inclusiv 30 brevete și 12 monografii.

E-mail: berzan@ie.asm.md



Postoronca Sv., cercetător științific. Domeniul de interes - automatica, electronica de putere, sisteme de conversie a energiei surselor regenerabile. Autor și coautor a 20 lucrări științifice. E-mail: slavapostoronca@mail.ru

Bibliografia (References)

- [1] Vieru, D., Tatian, I., Postoronca Sv. Procedeu de calculul al regimului staționar a rețelei electrice arborescente. Conferința științifică Jubiliară a studenților și colaboratorilor UTM, 20 octombrie, 2014, Chișinău. Secțiunea EIE-1. Electroenergetica. 4p.
- [2] Rețele electrice de distribuție și integrarea generării dispersate/ Calculul regimului permanent prin metoda ascendent-descendent/ Ioan Triștiu, 2006-2007. <http://documents.tips/documents/calculul-regimului-permanent-cu-metoda-ascendent-new.html> (accesat 14.12.2015)
- [3] Eremia M., Triștiu I. *Electric power systems*. Vol.I. Electric networks. Editura Academiei Române, 2006.
- [4] Bessonov L.A. Teoreticheskie osnovi electrotehniki. [Bessonov L.A. Theoretical Foundations of Electrical Engineering]. M.: Visshaia shkola, 1978. – 528pp.
- [5] Berzan V., Rimschi V. *Procese nestaționare în circuite electrice neomogene*. Sub red. Prof. Postolache p. Ch.: Comb. Polig, 1988.-416p.
- [6] Circuite electrice liniare în regim tranzitoriu. http://www.elth.pub.ro/~nemo/Bazele_Electrotehnicii_1/Note%20de%20curs/Circuite%20in%20regim%20tranzitoriu.pdf. (accesat 14.12.2015)