

УДК 621.314

**ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И  
ВХОДНОГО ТОКА МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СКОЛЬЗЯЩЕГО РЕЖИМА**

**Т.В.Мысак**

**Институт электродинамики НАН Украины,**

**пр. Победы 56, Киев, 03680, Украина;**

**e-mail: [mikhalsky@ied.org.ua](mailto:mikhalsky@ied.org.ua)**

*Объектом исследования является матричный преобразователь со входным и выходным LC-фильтрами и управлением в скользящем режиме. Использование векторного подхода к синтезу управления позволяет обеспечить высокое качество выходного напряжения с уменьшенным количеством переключений и приближенную к синусоидальной форму потребляемого из сети тока. Библ. 9, табл. 1, рис. 9.*

**Ключевые слова:** матричный преобразователь, LC-фильтр, электромагнитная совместимость, скользящий режим, векторный синтез.

Обеспечение высокого качества электроэнергии на входе и выходе полупроводниковых преобразователей становится все более и более необходимым, принимая во внимание то, что на современном этапе технологического развития почти половина генерируемой в мире электроэнергии перед использованием подвергается преобразованию ее параметров. В основном это касается преобразователей частоты и напряжения. Задачи по формированию высококачественного выходного напряжения и входного тока, который инжектируется преобразователем в питающую сеть, являются равнозначными частями единой проблемы электромагнитной совместимости в системе «сеть-преобразователь-нагрузка».

Матричный преобразователь (МП), основной особенностью которого является прямое преобразование электроэнергии, обеспечивает непосредственный обмен энергией между нагрузкой и питающей сетью, позволяет улучшить как электромагнитную совместимость с нагрузкой за счет получения высокого качества выходного напряжения, так и приближенный к синусоидальному входной ток [4].

При построении управления МП обычно ограничиваются предположением, что питающая сеть и нагрузка обладают некоторыми фильтрующими свойствами, в дальнейшем не акцентируя внимание на этом обстоятельстве. Если показателем качества выходного напряжения принять взвешенный общий коэффициент гармонических искажений Weighted Total Harmonic Distortion (WTHD) [9]

$$WTHD_U = \frac{1}{U_{1H}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_{kn} / k)^2},$$

то смещение спектра гармоник в область высших частот при условии индуктивного характера нагрузки существенно улучшает показатель WTHD. Однако качество входного тока является не менее важной характеристикой МП, чем качество его выходного напряжения, поскольку высшие гармонические тока МП, который инжектируется преобразовательным устройством в питающую сеть, существенно влияют на качество напряжения в системах электроснабжения, искажая его и насыщая нежелательными гармониками.

Аналогом WTHD для оценки входного тока преобразователя в какой-то мере можно считать частично взвешенный коэффициент гармоник тока

$$PWHDI = \sqrt{\sum_{k=14}^{\infty} (\sqrt{k} I_k / k)^2}$$

из Международного стандарта IEC 61000-3-12:2004 с тем отличием, что смещение максимума спектральной плотности в область высоких частот ухудшает этот показатель качества [4]. Поэтому использование входного фильтра с заранее определенными параметрами передаточной функции является необходимым условием получения приближенной к синусоидальной форме потребляемого из сети тока.

Структурная схема системы, состоящей из входного LC-фильтра, МП и выходного LC-фильтра, соединенного с нагрузкой, показана на рис. 1.

При условии идеальности двунаправленных ключей и практически идеальной питающей сети система может быть описана векторно-матричными уравнениями

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_S \\ U_{1C} \end{bmatrix} = [A_1] \begin{bmatrix} I_S \\ U_{1C} \end{bmatrix} + [B_1] |U_1|, \quad |U_2| = [H] |U_{1C}|, \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L \\ U_{2C} \end{bmatrix} = [A_2] \begin{bmatrix} I_L \\ U_{2C} \end{bmatrix} + [B_2] |U_2| + [G](X, t), \quad \frac{dX}{dt} = f(X, t) + |U_{2C}|,$$

где  $U_1, U_2$  – пространственные векторы напряжения питающей сети и выходного напряжения МП;  $H$  – переключающая матрица с элементами  $[h_{ij}]$ ,  $\{i, j\} = 1 \dots 3$ ;  $I_S, U_{1C}$  – векторы токов в индуктивностях и напряжений на емкостях входного фильтра;  $I_L, U_{2C}$  – векторы токов в индуктивностях и напряжений на емкостях выходного фильтра;  $[A_1], [B_1], [A_2], [B_2]$  – матрицы соответствующих размерностей;  $[G](X, t)$  – аддитивно входящее возмущение;  $X$  – вектор размерности  $n$ .

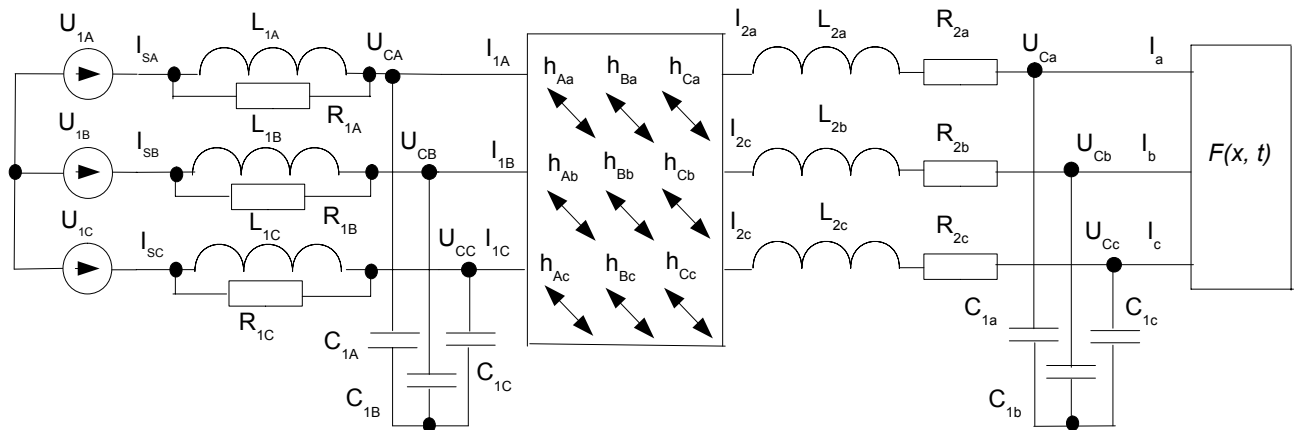


Рис. 1

Представим нагрузку дифференциальными уравнениями относительно  $X$ , которые с помощью неособого преобразования приводятся к виду

$$\frac{dX}{dt} = f_1(X, I, t), \quad \frac{dI}{dt} = f_2(X, I, t) + AI + B(u), \quad (2)$$

где  $I = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$ ,  $A = \begin{bmatrix} a_{1a} & a_{2a} & a_{3a} \\ a_{1b} & a_{2b} & a_{3b} \\ a_{1c} & a_{2c} & a_{3c} \end{bmatrix}$ ,  $B = -U_2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Тогда аддитивное возмущение  $[G](X, t)$  можно выразить через вектор-столбец  $|I|$ , компоненты которого должны быть дважды дифференцируемы. Поскольку  $I$  представляет собой ток нагрузки, то это условие выполняется для непрерывной системы уравнений нагрузки (2). Ее необходимо преобразовать к системе координат  $\alpha\text{-}\beta$ .

При наличии таких допущений можно перейти к схеме замещения (рис. 2) в координатах  $\alpha\text{-}\beta$  и синтезировать управление в системе «Сеть-входной LC-фильтр-МП-выходной LC-фильтр-нагрузка» принудительным введением скользящего режима формирования выходного напряжения с минимизацией количества переключений и одновременно получить приближенный к синусоидальному входной ток.

Скользящие режимы, реализация которых основывается на использовании методов теории систем с переменной структурой, позволяют получить такие характеристики преобразователя, которые принципиально недостижимы в МП с детерминированным управлением (программная ШИМ, использующая управление по измерению возмущения [6]).

Охватим МП обратной связью по вектору выходного напряжения. В таких системах не удастся обеспечить желаемый характер движения проекции изображающей точки системы уравнений (1) на поверхность  $\alpha\text{-}\beta$  при обработке вектора выходного напряжения за счет скользящих режимов, используя лишь воздействие по отклонению выходной координаты [5]. Следует использовать такую координату, которая, с одной стороны, способна нейтрализовать действие возмущений со стороны нагруз-

ки, с другой же – в ней должна быть заложена информация о величине этих возмущений.

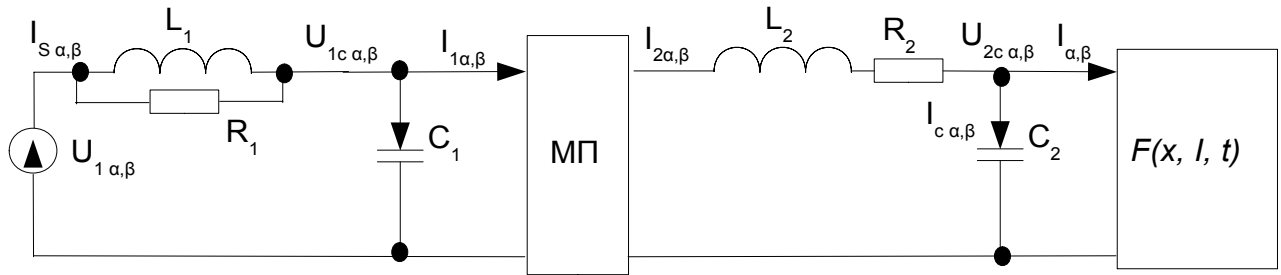


Рис. 2

Для выходного  $LC$ -фильтра второго порядка такой координатой является ток в конденсаторе  $I_c$ . (рис. 2) [8]. Введем переменную  $\eta = 1/C_2 (I_L - I)$  и с учетом этого запишем систему уравнений выходного фильтра в каноническом виде

$$\frac{d}{dt} |U_{2C}| = \eta, \quad \frac{d}{dt} |\eta| = -\frac{R_2}{L_2} |\eta| - \frac{1}{L_2 C_2} |U_{2C}| + \frac{1}{L_2 C_2} |U_2| - \frac{R_2}{L_2 C_2} |I| - \frac{1}{C_2} \frac{dI}{dt}. \quad (3)$$

После этого можно записать уравнения для поверхностей переключения  $S_{\alpha\beta}$  в компонентах координат системы, которые могут быть измерены

$$S_{\alpha\beta} = U_{2C} + \tau \frac{d}{dt} U_{2C} = U_{2C} + \tau \eta, \quad (4)$$

где  $\tau$  – постоянная, определяющая время отклика подсистемы слежения за напряжением.

Тогда производная от  $S_{\alpha\beta}$  по времени, записанная с учетом (3), имеет вид

$$\frac{d S_{\alpha\beta}}{dt} = \eta + \tau \left( -\frac{R_2}{L_2} \eta - \frac{1}{L_2 C_2} |U_{2C}| \right) + \frac{\tau}{L_2 C_2} |U_{2C}| - \frac{R_2 \tau}{L_2 C_2} \frac{dI}{dt} - \frac{\tau}{C_2} \frac{d^2 I}{dt^2}. \quad (5)$$

Отсюда получаем выражение для вектора эквивалентного управления

$$U_{eq} = -\frac{L_2 C_2}{\tau} \eta + R_2 C_2 \eta + |U_{2C}| + R_2 \frac{dI}{dt} + \frac{L_2}{C_2} \frac{d^2 I}{dt^2}. \quad (6)$$

Первые три слагаемых в (6) определяют вектор эквивалентного управления невозмущенной системы, два оставшихся – дополняют его для возмущенной.

Введя ошибки точности модуляции

$$\varepsilon_\alpha = U_{z\alpha} - U_{2C\alpha}, \quad \varepsilon_\beta = U_{z\beta} - U_{2C\beta}, \quad (7)$$

запишем относительно них уравнения поверхностей скольжения

$$S(\varepsilon_\alpha) = U_{z\alpha} - U_{2C\alpha} + \tau (dU_{z\alpha}/dt - dU_{2C\alpha}/dt), \quad S(\varepsilon_\beta) = U_{z\beta} - U_{2C\beta} + \tau (dU_{z\beta}/dt - dU_{2C\beta}/dt). \quad (8)$$

Поскольку требуемый вектор выходного напряжения фильтра является трехкомпонентным и может быть определен как

$$\begin{pmatrix} V_{za} \\ V_{zb} \\ V_{zc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \cos(\omega_2 t) \\ V \cos(\omega_2 t - 2\pi/3) \\ V \cos(\omega_2 t - 4\pi/3) \end{pmatrix}, \quad (9)$$

то  $dU_{z\alpha}/dt = -d\omega_2 U_{z\beta}/dt$  и  $dU_{z\beta}/dt = \omega_2 U_{z\alpha}$ .

После этого можно исключить производные компоненты задания из уравнений (8)

$$S(\varepsilon_\alpha) = U_{z\alpha} - U_{2C\alpha} - \tau(\omega_2 U_{z\beta} + \eta_\alpha), \quad S(\varepsilon_\beta) = U_{z\beta} - U_{2C\beta} + \tau(\omega_2 U_{z\alpha} - \eta_\beta). \quad (10)$$

Из (10) несложно найти выражение для вектора эквивалентного управления системы с оценкой ошибок точности модуляции.

Обратимся к системе уравнений (1), второе уравнение которой определяет выходное напряжение МП. Поскольку пространственный вектор выходного напряжения МП является трехкомпонентным, то элементы переключающей матрицы [H], имеющей размерность  $3 \times 3$ , не могут быть определены однозначно, исходя из знаков только двух компонент  $sign \varepsilon_\alpha$  и  $sign \varepsilon_\beta$ , определяемых

уравнениями (7).

Чтобы свести к нулю двумерную ошибку, достаточно использовать лишь два из трех управляющих воздействий, т.е. решение задачи управления в данном случае неоднозначно. Для устранения избыточности вектора управления использована стандартная процедура введения новой переменной  $v$  и ошибки ее регулирования  $\varepsilon_v$ , отработка которой будет обеспечивать дополнительные характеристики системы, например, минимизацию количества коммутаций [3] или значения входного коэффициента мощности  $k_m = 1$  [7].

Положим, что компоненты вектор-столбца  $|I|$  уравнений (2) изменяются достаточно медленно. В этом случае обратимся к принципу иерархии управлений [5], и, используя выходные токи МП, получим не только входной коэффициент мощности  $k_m = 1$  [7], но и возможность его регулирования (с учетом ограничений, о которых будет сказано ниже). Для этого дополним систему уравнений (1) выражением, определяющим входные токи МП,

$$|I_1| = [H]^T |I_2|. \quad (11)$$

Тогда реактивная составляющая полного тока на входе МП может быть выражена как

$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{vmatrix} [e_{\alpha\beta}] [H]^T |I_2|, \quad (12)$$

где  $\theta_1 = \omega t_1$  – текущее угловое положение вектора напряжения сети;  $e_{\alpha\beta}$  – матрица преобразования к системе координат  $\alpha$ - $\beta$ .

Запишем систему уравнений входного LC-фильтра в виде

$$\frac{d}{dt} |U_{1c}| = \frac{1}{C_1} (I_s - I_1), \quad \frac{d}{dt} |I_s| = -\frac{1}{L_1} (U_{1c} - U_1) + \frac{1}{R_1} \left( \frac{dU_1}{dt} - \frac{1}{C_1} I_s + \frac{1}{C_1} I_1 \right). \quad (13)$$

Дополним уравнения для поверхностей переключения (10) третьим уравнением, записанным в компонентах координат системы, которые являются легко измеримыми

$$S_v = S_q = \varepsilon_{Iq} + \tau_q \varepsilon_{Uq} = I_{sqz} - I_{sq} + \tau_q (U_{1cqz} - U_{1cq}), \quad (14)$$

где  $\tau_q$  – постоянная времени.

Тогда из (14) производная от  $S_q$  по времени, записанная с учетом (13), при условии, что  $U_{1cqz} = 0$  и напряжения питающей сети симметричны и синусоидальны, имеет вид

$$\frac{dS_q}{dt} = \frac{dI_{Lqz}}{dt} - \frac{1}{L} U_{1cq} + \frac{1}{R_1 C_1} (1 + R_1 \tau_q) I_{sq} - \frac{1}{R_1 C_1} (1 + R_1 \tau_q) I_{1q}. \quad (15)$$

В большинстве случаев первым слагаемым выражения (15) можно пренебречь, исходя из предположения, что темпы изменения компонент вектора задания значительно ниже темпов изменения фазовых координат системы, откуда можно получить выражение для компоненты  $U_{eqq}$  обобщенного вектора эквивалентного управления системы. Поскольку компонента  $I_{1q}$  входит в явном виде в уравнение (15) для производной  $S_q$ , то выражение

$$\frac{dS_q}{dt} \bullet S_q < 0 \quad (16)$$

будет условием существования скользящего режима на поверхности (14).

Векторный способ синтеза позволяет преодолеть избыточность по управлению, возникающую в некоторых случаях при покомпонентном синтезе разрывного управления. Согласно векторному методу, пространство состояний системы разбивается на  $k$  подобластей так, что границы пересечения этих подобластей образуют в пересечении заданное многообразие  $S = 0$ .

Для решения такой задачи пространство состояния динамической системы разбивается на  $l+1$  подобластей  $W$  и выбирается вектор  $u_j$  из имеющегося набора  $U$  в зависимости от того, в какой из  $l+1$  подобластей  $W_j$  находится изображающая точка  $x$ .

Как известно [1], для решения задачи управления достаточно  $m+1$  векторов управления таких, что векторы скорости изменения функции  $S$  образуют  $m$ -мерный многогранник с минимальным для данной размерности числом вершин, содержащий точку ноль. Максимальный набор возможных векторов управления для трехфазно-трехфазного МП, содержащего девять полностью управляемых

ключей переменного тока, содержит 27 векторов, из которых три – нуль-векторы [4].

Для выбора векторов управления, реализующих скользящий режим на пересечении поверхностей  $S(\varepsilon_\alpha)=0$ ,  $S(\varepsilon_\beta)=0$  и  $S(\varepsilon_q)=0$ , построим такой многогранник. В соответствии с симплексным алгоритмом трехмерный многогранник, соответствующий всем возможным наборам  $U$ , имеет 12 вершин, координаты которых зависят от времени, и содержит точку «0», определяющую три нулевых вектора. Поскольку движение в скользящем режиме инвариантно к вектор-функции  $f_2$  из уравнений (2), если в любой момент вектор эквивалентного управления (6) принадлежит пространству, натянутому на вектор-столбцы матрицы  $B$ , исключим вершины, координаты которых по осям  $\alpha$ - $\beta$  могут одновременно обращаться в ноль. Остается 15 наборов для ненулевых  $U$ , которые могут быть поставлены в соответствие шести подобластям, которые определяются пересекающимися в одной точке поверхностями скольжения

$$S(\varepsilon_\alpha)=0, \quad S(\varepsilon_\beta)=0, \quad S(\varepsilon_q)=0. \quad (17)$$

Из этих 15-ти наборов также исключим три вращающихся вектора.

В среднем можно получить любой вектор выходного напряжения МП, если известно, что он принадлежит минимальной линейной оболочке, натянутой на концы возможных значений векторов фазовой скорости [1].

Построение скользящего режима по поверхностям (10) обуславливает высокое быстродействие системы за счет использования производных, что, в свою очередь, предполагает высокую частоту смены структуры МП в реальном скользящем режиме. Для уменьшения потерь в полупроводниковых ключах эту частоту желательно снижать. Минимизация количества переключений предполагает, что векторы фазовой скорости должны иметь минимальную длину, поэтому многогранник может быть разбит на шесть симплексов, три из которых показаны на рис. 3, определяемых угловым положением проекции вектора задания на плоскость  $\theta$ - $\alpha$ - $\beta$ . Сжатие вершин  $0^+$ ,  $0^-$  по оси  $Q$  до начала координат обусловлено тем, что вектор управления (11) и поверхность  $S(\varepsilon_q)$  определены, исходя из принципа иерархии управлений, и являются подчиненными по отношению к управлению по поверхностям (10).

После такого преобразования многогранника к симплексам остается восемь ненулевых векторов и три нулевых, что не позволяет получить однозначное соответствие векторов управления и областей подпространства, определяемых пересечением поверхностей скольжения.

Для получения однозначности проведем инвариантное преобразование поверхностей скольжения таким образом, чтобы точка пересечения «новых» поверхностей совпала с пересечением «старых» поверхностей (10). Поскольку движение в скользящем режиме инвариантно к линейному

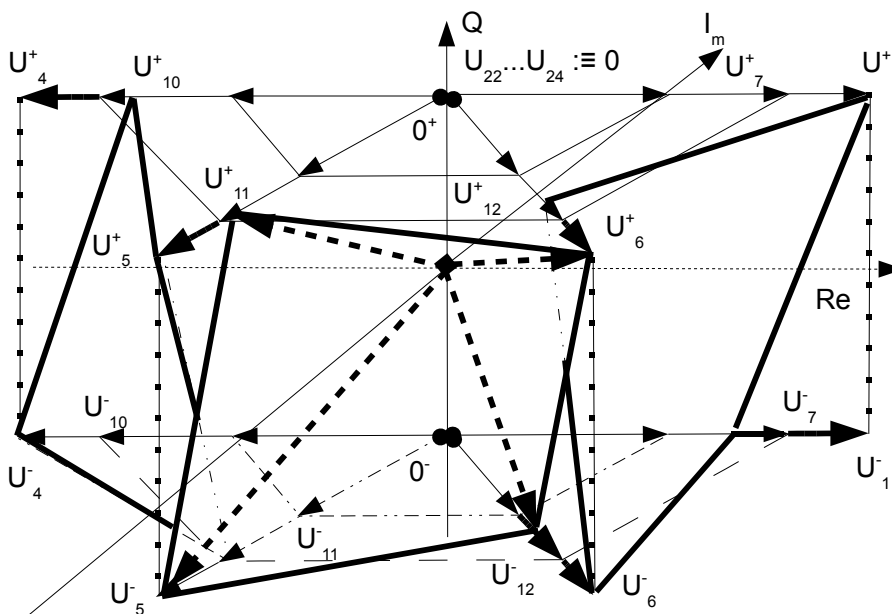


Рис. 3

преобразованию поверхностей разрыва, выбор матрицы  $\Omega$  такого преобразования осуществим, исходя из требования перпендикулярности «новых» поверхностей векторам скорости изменения функций  $\Delta S$  (рис. 4). Выполнение поворота поверхности  $S(\varepsilon_\alpha)=0$  на угол  $\psi_\alpha$ , а поверхности  $S(\varepsilon_\beta)=0$  – на угол  $\psi_\beta$  относительно точки пересечения их проекций на плоскость  $\theta$ - $\alpha$ - $\beta$ , осуществит необходимое преобразование. Обозначим новые поверхности как

$$S^*(\varepsilon_\alpha)=0, \quad S^*(\varepsilon_\beta)=0.$$

Матрица преобразования имеет нестационарные эле-

менты, однако это не влияет на скользящий режим, поскольку матрицы  $\Omega$  и  $\Omega^{-1}$  ограничены по норме [5]. После такого преобразования и использования информации о положении вектора эквивалентного

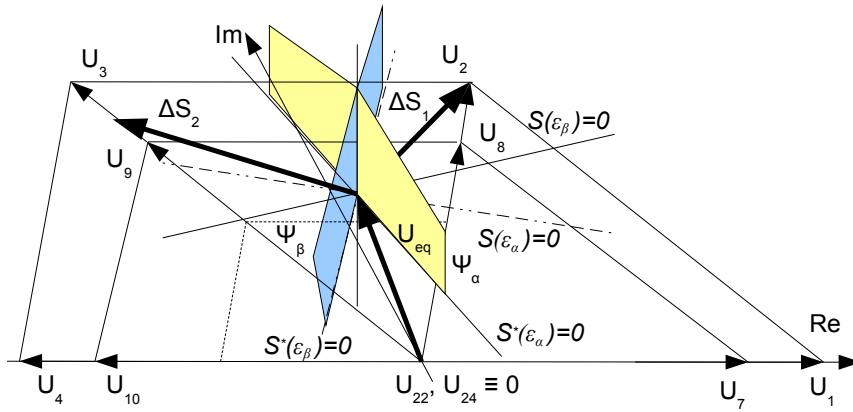


Рис. 4

ния DSP в реальном времени необходим переход к аналитической форме записи. Воспользуемся известным из векторной алгебры свойством, согласно которому координаты вектора не меняются при параллельном перенесении системы координат. Учитывая, что ошибки регулирования (17) записаны в отклонениях, уравнение линии, на которой лежит вектор эквивалентного управления в плоскости  $0-\alpha-\beta$ , имеет вид

$$U_{eq\alpha} \beta = U_{eq\beta} \alpha. \quad (18)$$

Предположим для однозначности, что система векторов  $-U_{eq}$ ,  $\Delta S_i$ ,  $\Delta S_{i+1}$  является правовращательной. Тогда, определив векторы фазовых скоростей  $\Delta S_i = (U_{i\alpha} - U_{eq\alpha}, U_{i\beta} - U_{eq\beta})$  и  $\Delta S_{i+1} = (U_{i+1\alpha} - U_{eq\alpha}, U_{i+1\beta} - U_{eq\beta})$ , запишем уравнения линий, на которых они лежат

$$(U_{i\beta} - U_{eq\beta})\alpha - (U_{i\alpha} - U_{eq\alpha})\beta = 0, \quad (U_{i+1\beta} - U_{eq\beta})\alpha - (U_{i+1\alpha} - U_{eq\alpha})\beta = 0. \quad (19)$$

Вектор  $\Delta S_0$  является противоположным вектору  $U_{eq}$ , поэтому лежит на той же прямой (18). После такого представления расположение изображающей точки в подобластях (рис. 5), определяемых пучком прямых (18) и (19), будет однозначно определяться знаками выражений

$$P_0 = \text{sign}(U_{eq\beta} \cdot S_\alpha - U_{eq\alpha} \cdot S_\beta), \quad P_1 = \text{sign}((\Delta S_{i\beta} - U_{eq\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i\alpha} - U_{eq\alpha}) \cdot S_\beta), \quad (20)$$

$$P_2 = \text{sign}((\Delta S_{i+1\beta} - U_{eq\beta}) \cdot S_\alpha - (\Delta S_{i+1\alpha} - U_{eq\alpha}) \cdot S_\beta),$$

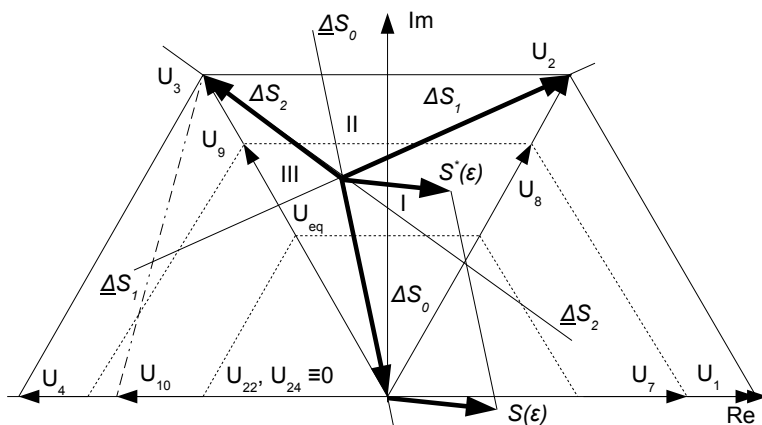


Рис. 5

Сектор	$\Delta S_{i\alpha}$	$\Delta S_{i\beta}$	$\Delta S_{i+1\alpha}$	$\Delta S_{i+1\beta}$
1	$V_1 - U_{eq\alpha}$	$-U_{eq\beta}$	$1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$
2	$1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$	$-1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$
3	$-1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$	$-V_1 - U_{eq\alpha}$	$-U_{eq\beta}$
4	$-V_1 - U_{eq\alpha}$	$-U_{eq\beta}$	$-1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$
5	$-1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$	$1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$
6	$1/2V_1 - U_{eq\alpha}$	$-\sqrt{3}/2V_1 - U_{eq\beta}$	$V_1 - U_{eq\alpha}$	$-U_{eq\beta}$

управления, можно однозначно определить алгоритм переключения.

Идеальный скользящий режим предполагает бесконечно большую частоту переключений ключевых элементов МП при устремлении к нулю компонент вектора сигнала ошибки. Векторное представление алгоритма относится к качественным методам, поэтому для дальнейшего построения цифровой модели и разработки программы управления

где  $i$  – номер симплекса,  $P_0, P_1, P_2$  – компоненты булева вектора, используемые при определении элементов переключающей матрицы  $[h_{i,j}]$  в уравнениях из (1).

Величины  $\Delta S_{i\alpha}, \Delta S_{i\beta}, \Delta S_{i+1\alpha}, \Delta S_{i+1\beta}$  могут быть вычислены в соответствии с таблицей, где  $V_1$  – модуль вектора  $U_i$ . Для лево-вращательной системы векторов  $U_{eq}, \Delta S_i, \Delta S_{i+1}$  индексы  $i$  и  $i+1$  в выражениях (19) и (20) необходимо поменять местами.

После этого, зная, в каком секторе расположены вектор эквивалентного управления и пространственный вектор  $U_{ic}$ , остается записать булеву коммутационную функцию для каждого ключа, т.е. определить элементы  $[h_{i,j}]$  переключающей матрицы  $H$ .

Анализ реального скользящего режима с ненулевыми значениями сигнала ошибки можно проводить, используя одну из фигур площади

допустимых ошибок, которая должна удовлетворять требованию выпуклости. Выход проекции изображающей точки системы (2) на поверхности  $\alpha$ - $\beta$  за пределы площади допустимых ошибок или изменение знака  $S_q$  в выражении (14) будет приводить к изменению структуры МП (осуществлению коммутации).

Вблизи мест пересечения фигурой допустимых ошибок линий внешних границ симплексов нарушается однозначность симплексного алгоритма (рис. 6), что приводит к искажению формы напряжений и токов. Особенно заметными эти искажения становятся в нижнем диапазоне частот, когда вектор  $U_{eqz}$  пребывает в зоне этих нарушений на протяжении довольно длинных отрезков времени, поэтому необходимо предусмотреть отдельный процесс «сшивания» симплексов по этим линиям. Для устранения неоднозначности в цифровой модели воспользуемся известным способом, при котором уменьшение длительности одного из стационарных состояний МП прекращается по достижении некоторого минимального значения [4] (иначе называемого «замораживанием коммутаций») с учетом характерной для скользящих движений специфики – наличия производных.

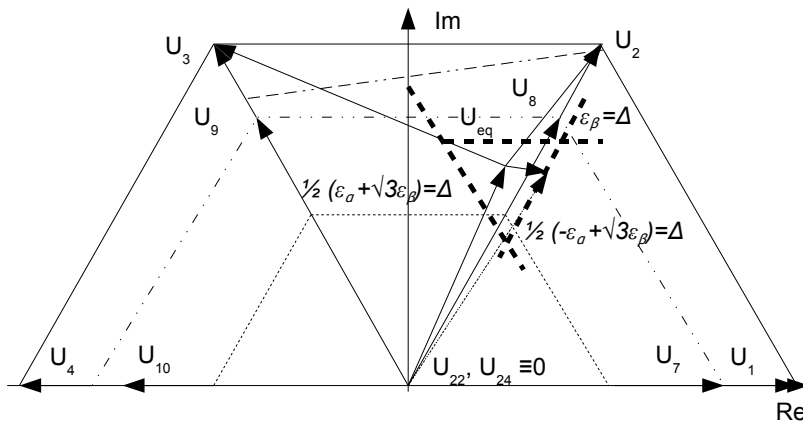


Рис. 6

$$-1/2 \varepsilon_{\alpha} + 3/2 \varepsilon_{\beta} = \Delta \quad 1/2 \varepsilon_{\alpha} + \sqrt{3}/2 \varepsilon_{\beta} = \Delta \quad \text{и} \quad \varepsilon_{\beta} = \Delta,$$

расположенными на расстоянии  $\Delta$  от конца вектора задания рис. 6 и имеет вид треугольника. Считаем, что  $U_{eq} = U_z$  изменяет свое положение достаточно медленно, так, что за период смены структуры МП его можно считать неподвижным. При таком виде площади допустимых ошибок, максимальное значение оценки ошибки вектора напряжения, определяемой выражениями (7), в реальном скользящем режиме не превысит величины  $\sqrt{3} \Delta$ .

При построении цифровой модели воспользуемся принципом функционально-модульной декомпозиции и разобьем систему на непрерывную и дискретную части. Для получения коммутационных функций  $h_{i,j}$  управления ключами используем конечноавтоматное представление МП. При таком подходе состояние дискретной части определяется:

- входными сигналами, являющимися компонентами булевых векторов состояний вектора  $U_{TC}$  входного напряжения МП, которые находятся в результате сравнения как мгновенных значений между собой, так и их знаков;

- расположением пространственного вектора задания выходного напряжения;
- условиями (20) нахождения изображающей точки в одной из подобластей разбиения (17).

Для удобства последующей оценки процессов в системе (1) остановимся на  $RL$ -нагрузке, имеющей следующие параметры:  $-\cos\varphi_n = 0.8$  (сопротивление  $R$  и индуктивность  $L$  вычисляются в зависимости от задания выходного напряжения  $U_z$  и частоты  $f_z$  с тем, чтобы модуль основной гармоники тока нагрузки не изменялся). Питающая сеть – трехфазная с напряжением  $U_{\phi} = 220$  В и частотой 50 Гц.

Выбор параметров входного фильтра не может быть произведен произвольно, поскольку должен учитывать большее число критериев, чем при выборе параметров выходного фильтра. С одной стороны, падение напряжения основной гармоники на индуктивности фильтра не должно превышать 4% согласно нормам ЕС, поэтому индуктивность  $L$  входного фильтра должна выбираться, исходя из максимальной мощности нагрузки. Для нашего случая остановимся на стандартном сетевом дроселе, например, 3TS010/00 по каталогу компании ELFIS с индуктивностью  $L = 3.0$  мГн. С другой стороны, пульсации напряжения на конденсаторе фильтра не должны оказывать существенного влияния на реализацию скользящего режима на поверхностях (7) в контурах формирования выходного напряжения, поскольку увеличение пульсаций приводит к сужению диапазона регулирования. Если сле-

Поэтому при построении цифровой модели введем дополнительное ограничение типа «насыщение» на абсолютные значения величин производных  $\eta$  в выражениях (10) при определении величин  $S(\varepsilon_{\alpha}) = 0$ ,  $S(\varepsilon_{\beta}) = 0$  на время пересечения фигурой допустимых ошибок границ секторов  $\{0, U_i, U_{i+1}\}$  (или  $\{0, U_i, U_{i-1}\}$  при вращении  $U_z$  против часовой стрелки) в плоскости  $\alpha$ - $\beta$ . Предположим, что площадь допустимых ошибок ограничена линиями

довать общепринятой методике выбора емкости конденсатора по приемлемому уровню (10%) пульсаций напряжения  $\Delta U$ , возникающих при воздействии токов  $|I_s - I_l| \rightarrow \max$  (первое уравнение системы (6)) при  $U_2 \rightarrow \max$  за время  $\Delta t$  ( $C_{л0} \approx 150$  мкФ), то для приведенных параметров модели нарушаются условия существования скользящего режима на поверхности  $S_q$ . (14), поэтому выберем  $C_f = C_{л0}/10$ . Тогда входной фильтр будет иметь: индуктивность  $L=3.0$  мГн, емкость  $C=15$  мкФ, параллельное сопротивление  $R=15,18$  Ом.

Для задания параметров выходного фильтра воспользуемся рекомендациями [2], позволяющими использовать оптимальное соотношение частоты коммутации и собственной частоты фильтра и примем: индуктивность  $L=5,4$  мГн, емкость  $C=40$  мкФ, сопротивление катушки  $R=0,1$  Ом.

Для моделирования реального скользящего режима МП согласно уравнениям (3), (13) по пересечению поверхностей (10) и (14) положим постоянную времени в уравнениях (10) ошибок  $\tau=0,001$  и ширину  $\Delta=20\%V_z$  для фигуры допустимых ошибок рис. 6, чтобы обеспечить среднюю частоту коммутации ключей МП несколько более 10 кГц.

Выберем значение постоянной времени в уравнении ошибки (14)  $\tau_q=0,1$ .

На рис.7. показаны графики напряжений трех фаз питающей сети, ток в одной фазе сети и компоненты  $I_{\alpha}$ ,  $I_{\beta}$  тока нагрузки для выходных частот 25 Гц и 50 Гц .

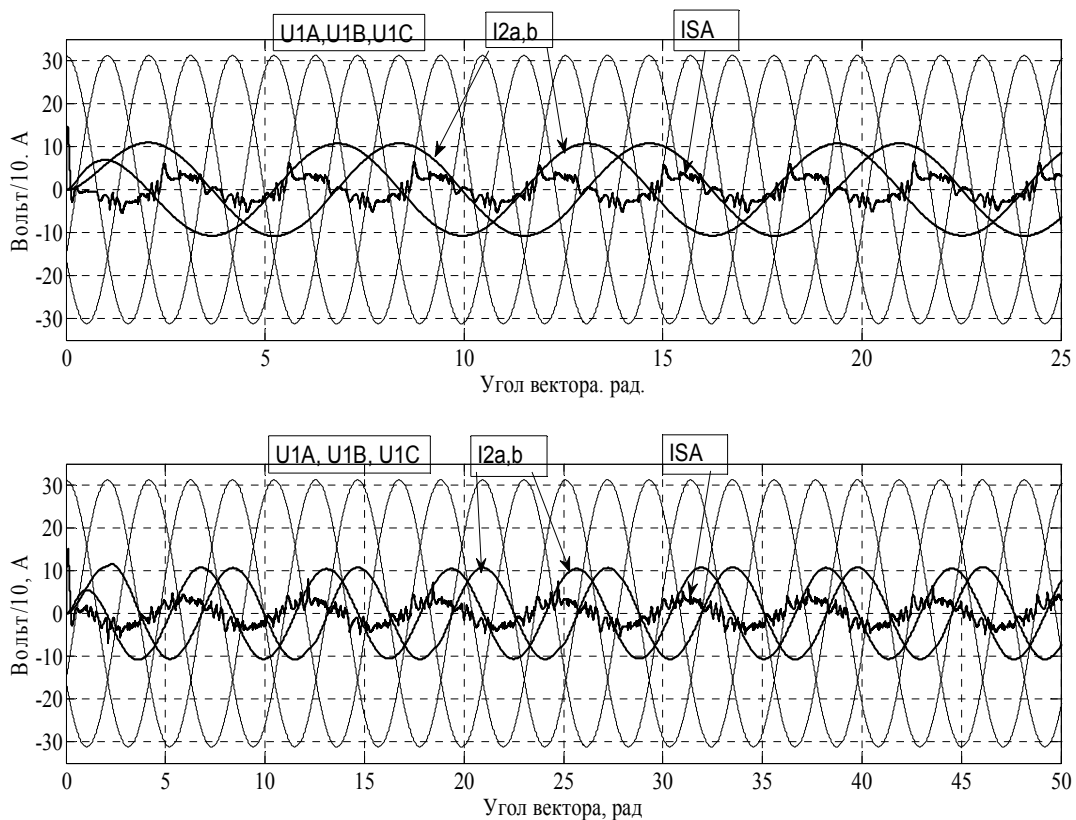


Рис. 7

Моделирование показало, что минимизация частоты переключения за счет использования нулевого вектора при формировании выходного напряжения приводит к росту отклонения потребляемого из сети тока от приближенного к синусоидальному при снижении амплитуды вектора задания  $V_z$ , при этом длительность времени приложения нулевого вектора напряжения к нагрузке растет, однако в это время не осуществляется управление входным током. Изменение частоты задания в сторону уменьшения также несколько ухудшает форму входного тока.

На рис. 8 показаны диаграммы напряжений фазы  $A$  питающей сети, напряжения на конденсаторе входного фильтра, напряжения на нагрузке, тока в фазе  $A$  сети и компоненты  $I_{\alpha}$  тока нагрузки для частоты задания 50 Гц при набросе величины амплитуды напряжения задания  $V_z$  с 80 В до 160 В. Как видно из полученных с помощью моделирования кривых, контур регулирования выходного напряжения имеет высокое быстродействие, пульсации выходного напряжения практически отсутствуют. Падение напряжения основной гармоник на элементах входного и выходного фильтров



приводит к сужению максимального диапазона выходных напряжений, которые можно реализовать с помощью МП.

На рис.9 показаны диаграммы напряжений фазы *A* питающей сети, тока  $I_{SA}$  в этой фазе сети, напряжения  $U_{1ca}$  на конденсаторе фазы *A* входного фильтра и входного тока  $I_a$  МП при изменении знака задания реактивного тока  $I_{qz}$ . Изменение задания реактивного тока с отстающего на опережающий приводит к изменению спектрального состава тока, потребляемого из сети.

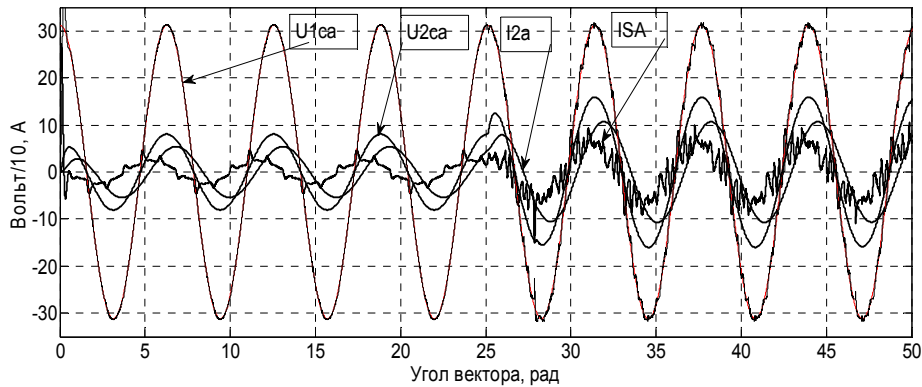


Рис. 8

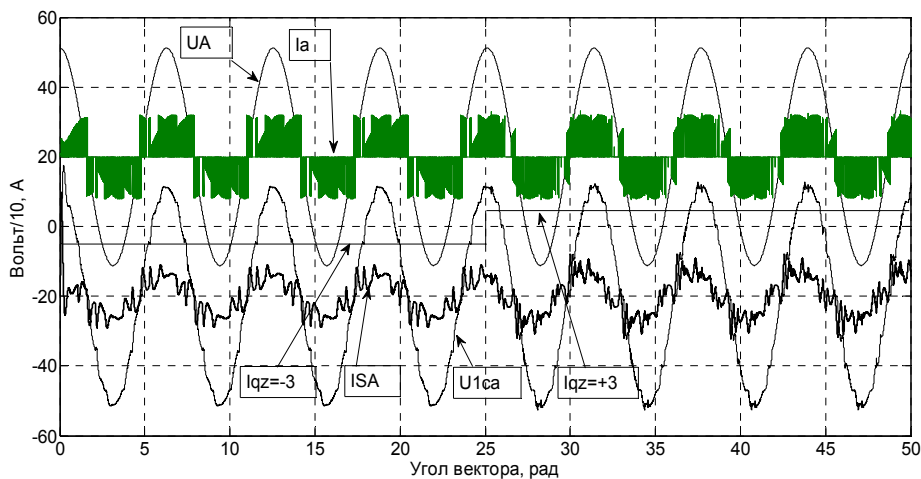


Рис. 9

**Выводы.** Синтезированный с использованием векторного способа скользящий режим при наличии выходного LC-фильтра МП дает возможность получения выходного напряжения, имеющего высокий показатель качества WTHD в сочетании с высоким быстродействием при регулировании. Применение в управлении МП скользящего режима позволяет уменьшить массогабаритные показатели входного LC-фильтра одновременно с улучшением показателей электромагнитной совместимости с питающей сетью. Выполнение требования по минимизации частоты коммутации за счет использования векторов фазовых скоростей с минимально возможными амплитудами, приводящее к необходимости использования нулевого вектора, существенно сужает область существования скользящего режима по отработке реактивной компоненты входного тока. В свою очередь это приводит к сужению диапазона возможного его регулирования.

1. Байда С.В., Изосимов Д.Б. Векторный подход к задаче синтеза скользящего движения. Симплексные алгоритмы // Автоматика и телемеханика. – 1985. – №7. – С. 56–63.

2. Голубев В.В. Расчет и оптимизация выходного LC-фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения // Техн.электродинамика. – 2012. – №1. – С. 33–37.

3. Изосимов Д.Б., Мисак Т.В., Чехет Э.М. Непосредственный преобразователь частоты с обратной связью по выходному напряжению / Преобр. параметров электрической энергии в энергетических и технологических установках. Сб.научн.трудов. – Киев: Ин-т электродинамики АН УССР, 1991. – С. 17–27.

4. Михальський В.М. Перетворювачі частоти і напруги з широтно-імпульсною модуляцією: аналіз та наукове обґрунтування шляхів підвищення якості електроенергії / Дис. докт. техн. наук. – Київ, 2010. – 488 с.
5. Уткін В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. – М.: Наука, 1981. – 368 с
6. Chekhet E.M., Izosimov D.B., Misak T.V. Vector Control in Direct Frequency Converters // Conf. on Electrical Drives and Power Electronic, Koshice. – 1994. – Vol.1. – Pp. 106–111.
7. Ferreira S. Pinto, Fernando J. Silva. Input Filter Design for Sliding Mode Controlled Matrix Converter S. // Proc. Power Electronic Specireises Conf., PESCIIEEE32nd Annual, 2001. – Vol. 2. – Pp. 648–653.
8. Hamouda M., Fnaiech F., Al-Haddad K., Kanaan H.Y. Matrix Converter Control: A Sliding Mode Approach // The 30<sup>th</sup> Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronic Society, Busan, Korea. – 2004. – Vol.2. – Pp. 2295–2300.
9. Holmes D.G., Lipo T.A. Pulse Width Modulation for Power Converters – Principle and Practice. – New York: IEEE Press / Wiley InterScience, 2003. – 744 p.

УДК 621.314

#### ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ І ВХІДНОГО СТРУМУ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПІД ЧАС КЕРУВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ КОВЗНОГО РЕЖИМУ

Т.В.Мисак

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги 56, Київ, 03680, Україна.

e-mail: [mikhalsky@ied.org.ua](mailto:mikhalsky@ied.org.ua)

*Об'єктом дослідження є матричний перетворювач зі входним і вихідним LC фільтрами, керований у ковзному режимі. Використання векторного підходу і симплексних алгоритмів при синтезі керування в ковзному режимі дозволяє забезпечити високі динамічні показники та якість вихідної напруги, зменшену кількість перемикань і наближену до синусоїдальної форму струму що споживається з мережі. Наводяться результати досліджень на цифровій моделі. Бібл. 9, табл. 1, рис. 9.*  
**Ключові слова:** матричний перетворювач, LC-фільтр, електромагнітна сумісність, ковзний режим, векторний метод, симплексний алгоритм.

#### FEATURES OF FORMATION OF THE OUTPUT VOLTAGE AND INPUT CURRENT OF MATRIX CONVERTERS UNDER SLIDING MODE CONTROL

T.V.Mysak

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy pr., 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

e-mail: [mikhalsky@ied.org.ua](mailto:mikhalsky@ied.org.ua)

*The object of the paper is the matrix converter with input and output LC-filter controlled in sliding mode. The use of the vector approach and the simplex algorithms under control synthesis in a sliding mode allows to provide high dynamic performance and quality of the output voltage, the reduced number of switches and the input current approximately sinusoidal. The results of research based on the digital model are presented. References 9, table 1, figures 9.*

**Key words:** matrix converter, LC-filter, electromagnetic compatibility, sliding mode, vector method, simplex algorithm.

1. Baida S.V., Izosimov D.B. Vector approach to the synthesis of a sliding motion. Simplex algorithms // Automation and Remote Control. – 1985. – №7. – Pp. 56–63. (Rus)
2. Golubev V.V. Calculation and optimization of the LC-filter of the pulse converter of a AC voltage // Tekhnichna elektrodynamika. – 2012. – No.1. – Pp. 33–37. (Rus)
3. Izosimov D.B., Mysak T.V., Chekhet E.M. Direct frequency converter with output voltage feedback // Proceedings of the Transformation parameters of electric energy in the power and process plants. – Kyiv: Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine. – 1991. – Pp. 17–27. (Rus)
4. Mikhalskyi V.M. Frequency and Voltage Converters with Pulse-Width Modulation: Analysis, Scientific Substantiation of Means to Improve Quality of Electrical Energy / Ph.D. thesis. – Kyiv, 2010. – 488 p. (Ukr)
5. Utkin V.I. Sliding modes in control and optimization. – Moskva: Nauka, 1981. – 368p. (Rus)
6. Chekhet E.M., Izosimov D.B., Misak T.V. Vector Control in Direct Frequency Converters // Conf. on Electrical Drives and Power Electronic, Koshice. – 1994. – Vol. 1. – Pp. 106–111.
7. Ferreira S. Pinto, Fernando J. Silva. Input Filter Design for Sliding Mode Controlled Matrix Converter S. // Proc. Power Electronic Specireises Conf., PESCIIEEE32nd Annual, 2001. – Vol. 2. – Pp. 648–653.
8. Hamouda M., Fnaiech F., Al-Haddad K., Kanaan H.Y. Matrix Converter Control : A Sliding Mode Approach // The 30<sup>th</sup> Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronic Society, Busan, Korea. – 2004. – Vol.2. – Pp. 2295–2300.
9. Holmes D.G., Lipo T.A. Pulse Width Modulation for Power Converters - Principle and Practice. – New York: IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.

Надійшла 28.08.2012

Received 28.08.2012