

Прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока в асинхронном электроприводе с упрощенным двухзвенным непосредственным преобразователем частоты

Предложено усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока для асинхронного электропривода с упрощенным двухзвенным непосредственным преобразователем частоты, для которого методом имитационного моделирования проведено исследование быстродействия отработки статорного тока и выполнено сравнение с оптимальным по быстродействию регулированием.

В последние годы во всем мире и в Украине ведутся интенсивно работы по созданию частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЧРАЭП) с новыми видами статических преобразователей частоты. Одним из таких наиболее привлекательных преобразователей частоты является упрощенный двухзвенный непосредственный преобразователь частоты (УДНПЧ), отличающийся возможностью двухстороннего обмена электрической энергией с питающей сетью и относительной технической простотой (содержит в своем составе двенадцать полностью управляемых силовых полупроводниковых ключей типа: MOSFET, IGBT, GTO или IGCT, – шунтированных обратными диодами) [1].

К сожалению, вопросам управления таким типом преобразователя частоты и векторного регулирования статорного тока применительно к ЧРАЭП с УДНПЧ посвящено очень мало работ [2, 3]. При этом данное управление и регулирование существенно отличается от широко рассмотренного в зарубежной и отечественной научно-технической литературе управления и регулирования, применяемого для ЧРАЭП, выполненного на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Это связано, во-первых, с отсутствием емкостного фильтра в звене постоянного тока УДНПЧ, что требует создания таких алгоритмов управления силовыми ключами активного выпрямителя и инвертора, которые гарантированно защищают упомянутые силовые ключи от перенапряжений на них. Такое управление достигается открытием силовых ключей активного выпрямителя в тех фазах, в которых присутствуют максимальное и минимальное текущие напряжения [3], и применением бестокового переключения силовых ключей активного выпрямителя [4], реализуемого посредством кратковременного замыкания трех силовых ключей в одном полюсе инвертора.

Другая важная особенность УДНПЧ состоит в происхождении в нем модуляции (вызванной текущими сетевыми напряжениями) выходного напряжения активного выпрямителя, что затрудняет (усложняет) применение известной векторной ШИМ с явно выраженными модуляторами при качественном регулировании статорного тока двигателя в данном ЧРАЭП (по-

скольку требуется принятие специальных мер по исключению указанной модуляции [3]). В связи с этим наиболее эффективное регулирование статорных токов в ЧРАЭП с УДНПЧ осуществляется при применении прогнозирующего релейно-векторного управления [2]. Однако, при этом известное оптимальное по быстродействию релейно-векторное токовое управление из [2] характеризуется повышенной частотой переключений силовых ключей УДНПЧ (в том числе – в стационарных режимах). Поэтому является актуальным и востребованным практикой дальнейшее совершенствование векторного регулирования статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ.

Целью статьи является разработка усовершенствованного прогнозирующего релейно-векторного регулирования статорного тока двигателя для ЧРАЭП с УДНПЧ, характеризующегося близким к предельному быстродействию – в переходных режимах и пониженной частотой переключения силовых ключей инвертора – в стационарных режимах, а также – исследование качества указанного регулирования статорного тока и сравнение его с предельным по быстродействию релейно-векторным управлением.

На рис. 1 показана функциональная схема регулирования статорного тока ЧРАЭП с УДНПЧ, которая содержит в своем составе: трехфазный УДНПЧ, состоящий из активного выпрямителя АВ (на силовых ключах V_1-V_6) и автономного инвертора напряжения (АИН), выполненного на силовых ключах V_7-V_{12} ; сетевой фильтр Ф; асинхронный двигатель АД; системы управления активным выпрямителем СУАВ и инвертором СУИ; систему векторного регулирования СВРТ, блок идентификации параметров БИП; блок датчиков тока БДТ; блок датчиков сетевого напряжения БДСН и вычислитель напряжения ВН. Разработанная авторами для схемы на рис. 1 система векторного регулирования статорного тока (СВРТ) представлена на рис. 2 и состоит из: вычислителя отклонений (ВО) проекций статорного тока, вычислителя выходного напряжения (ВВН) преобразователя частоты, вычислителя результирующего напряжения (ВРН), блока оптимального управления (БОУ) и прямых координатных преобразователей (КП1 и КП2).

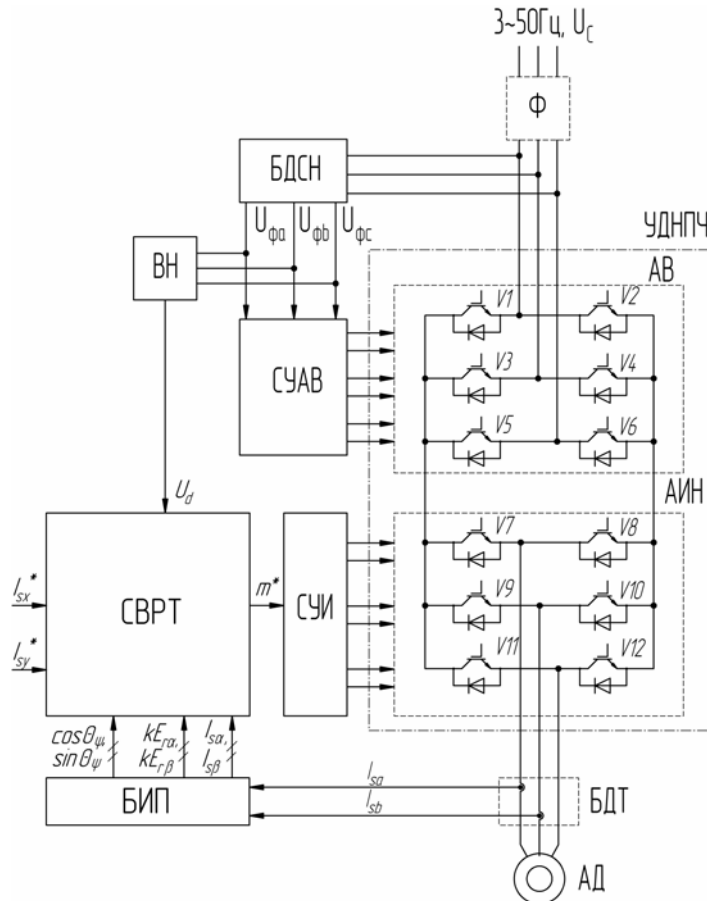


Рис. 1. Функциональная схема асинхронного электропривода с УДНПЧ

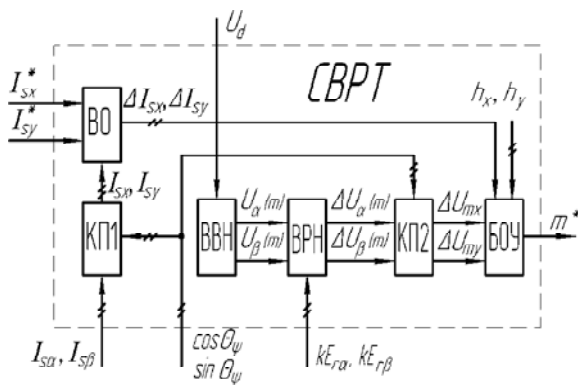


Рис. 2. Функциональная схема СВРТ для ЧРАЭП с УДНПЧ

Посредством показанной на рис. 2 функциональной схемы СВРТ были реализованы два способа прогнозирующего релейно-векторного регулирования статорного тока двигателя в ЧРАЭП с УДНПЧ: оптимальное по быстродействию [2] и предложенное усовершенствованное (характеризующееся близким к оптимальному по быстродействию – в переходных режимах и пониженной частотой переключения силовых ключей АИН – в стационарных режимах) управление. Входными сигналами СВРТ являются: сигналы задания основных гармонических намагничивающей I_{sx}^* и активной I_{sy}^* проекций обобщенного вектора ста-

торного тока двигателя; поступающее из вычислителя ВН (в схеме на рис. 1) выходное напряжение U_d активного выпрямителя; поступающие (согласно схеме на рис. 1) с выходов блока идентификации параметров БИП ортогональные проекции $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ и $kE_{r\alpha}$, $kE_{r\beta}$ обобщенных векторов соответственно статорного тока и приведенной (к статору) ЭДС ротора АД, гармонических функций $\cos \Theta_\psi$ и $\sin \Theta_\psi$ от аргумента обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя. Выходной сигнал m^* СВРТ поступает на вход системы управления инвертором СЧИ и служит для задания необходимой комбинации открытых и закрытых силовых ключей автономного инвертора напряжения АИН (в схеме рис. 1).

Функционирование системы векторного регулирования статорного тока (СВРТ), приведенной на рис. 2, осуществляется следующим образом. В любой момент времени в схеме АИН (рис. 1) одновременно открыты всегда три силовых ключа (в соответствии с рабочими комбинациями силовых ключей, показанными в [5]). При этом общее возможное количество различных комбинаций открытых и закрытых состояний трехфазного АИН равно восьми; причем, шесть из них характеризуются ненулевыми значениями создаваемых обобщенных векторов выходного напряжения, а оставшиеся два – нулевыми значениями этих обобщенных векторов).

Через проекции $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ статорного тока и гармо-

нические функции $\cos \Theta_{\Psi}$, $\sin \Theta_{\Psi}$ посредством прямого координатного преобразователя КП1 находятся из соотношений [5]:

$$\left. \begin{aligned} I_{sx} &= I_{s\alpha} \cos \Theta_{\Psi} + I_{s\beta} \sin \Theta_{\Psi} \\ I_{sy} &= I_{s\beta} \cos \Theta_{\Psi} - I_{s\alpha} \sin \Theta_{\Psi} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

фактические текущие значения ортогональных проекций I_{sx} , I_{sy} обобщенного вектора статорного тока на оси вращающейся ортогональной координатной системы «х-у» (связанной вещественной осью «х» с обобщенным вектором потокосцепления $\bar{\Psi}_r$ ротора двигателя).

Вычислителем ВО из соотношения

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{sx} &= I_{sx}^* - I_{sx} \\ \Delta I_{sy} &= I_{sy}^* - I_{sy} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

определяются отклонения ΔI_{sx} , ΔI_{sy} фактических проекций I_{sx} , I_{sy} статорного тока от их заданных значений I_{sx}^* , I_{sy}^* (соответствующих заданному обобщенному вектору $\bar{I}_s^* = I_{sx}^* + jI_{sy}^*$ статорного тока двигателя).

При этом для всех возможных состояний силовых ключей АИН из [5] посредством вычислителя ВВН рассчитываются ортогональные проекции $U_{s\alpha}(m)$, $U_{s\beta}(m)$ на оси неподвижной относительно статора координатной системы «а-в» создаваемых (всего $N = 7$) обобщенных векторов выходного напряжения $\bar{U}_s(m)$ УДНПЧ. Принимая во внимание принятое в [5] условное обозначение номером m комбинаций открытых и закрытых силовых ключей трехфазного АИН (входящего в состав УДНПЧ), нахождение соответствующих (для указанной m -ой комбинации силовых ключей) значений ортогональных проекций $U_{s\alpha}(m)$, $U_{s\beta}(m)$ обобщенного вектора выходного напряжения осуществляется с учетом [5] из следующих зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s(m) &= U_s(m)e^{j\Theta(m)} = U_{s\alpha}(m) + jU_{s\beta}(m), \\ U_{s\alpha}(m) &= U_s(m)\cos\Theta(m) = \\ &= \frac{2}{3} \left\{ 1 - \left[\frac{m}{7} \right]^* \right\} U_d \cos \left[\frac{\pi(m-1)}{3} \right], \\ U_{s\beta}(m) &= U_s(m)\sin\Theta(m) = \\ &= \frac{2}{3} \left\{ 1 - \left[\frac{m}{7} \right]^* \right\} U_d \sin \left[\frac{\pi(m-1)}{3} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В зависимостях (3) используются следующие обозначения: $U_s(m)$ и $\Theta(m)$ – соответственно модуль и аргумент (отсчитываемый от неподвижной геомет-

рической оси «а» статорной обмотки фазы «а» двигателя) обобщенного вектора $\bar{U}_s(m)$; $[\]^*$ – обозначает математическую операцию выделения наибольшей целой части числа; $m = 1, 2, \dots, N$ – натуральное число, характеризующее номер реализуемой комбинации открытых и закрытых силовых ключей АИН в УДНПЧ (где $N = 7$).

Через определенные значения $U_{s\alpha}(m)$, $U_{s\beta}(m)$ и поступающие из блока идентификации параметров БИП (рис. 2) текущие значения $kE_{r\alpha}$, $kE_{r\beta}$ ортогональных проекций (на оси той же неподвижной относительно статора координатной системы «а-в») обобщенного вектора $k\bar{E}_r$ приведенной (к статору) ЭДС ротора двигателя рассчитываются вычислителем ВРН в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{\alpha}(m) &= U_{s\alpha}(m) - kE_{r\alpha} \\ \Delta U_{\beta}(m) &= U_{s\beta}(m) - kE_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

проекции на оси упомянутой неподвижной координатной системы результирующего обобщенного вектора напряжения

$$\Delta \bar{U}(m) = \bar{U}_s(m) - k\bar{E}_r = \Delta U_{\alpha}(m) + j\Delta U_{\beta}(m) \quad (5)$$

С помощью прямого координатного преобразователя КП2 [5] находятся проекции $\Delta U_x(m)$, $\Delta U_y(m)$ результирующего обобщенного вектора напряжения $\Delta \bar{U}(m)$ на оси вращающейся ортогональной системы «х-у» (ориентированной вещественной осью «х» по обобщенному вектору потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ АД) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_x(m) &= \Delta U_{\alpha}(m)\cos\Theta_{\Psi} + \Delta U_{\beta}(m)\sin\Theta_{\Psi} \\ \Delta U_y(m) &= \Delta U_{\beta}(m)\cos\Theta_{\Psi} - \Delta U_{\alpha}(m)\sin\Theta_{\Psi} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Предложенное усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление отличается от рассмотренного в [2] быстродействующего управления функционированием блока оптимального управления только (БОУ). Для осуществления при усовершенствованном прогнозирующем управлении анализа функционирования БОУ (характеризующегося диаграммой на рис. 3) предварительно разобьем координатную плоскость (рис. 3) на четыре области (квадранты). Обозначим эти области условно буквами соответственно: I квадрант – «А»; II квадрант – «В»; III квадрант – «С»; IV квадрант – «D». В зависимости от значений отклонений ΔI_{sx} , ΔI_{sy} проекций статорного тока дополнительно разобьем рассматриваемые квадранты на подобласти с помощью вертикальных и горизонтальных прямых, проведенных через значения абсцисс: $-\infty, -2h_x, -h_x, 0, +h_x, +2h_x, +\infty$ и ординат: $-\infty, -2h_y, -h_y, 0, +h_y, +2h_y, +\infty$ соответственно.

Алгоритм функционирования блока оптимального управления (БОУ) при усовершенствованном прогнозирующем релейно-векторном управлении заключается в следующем:

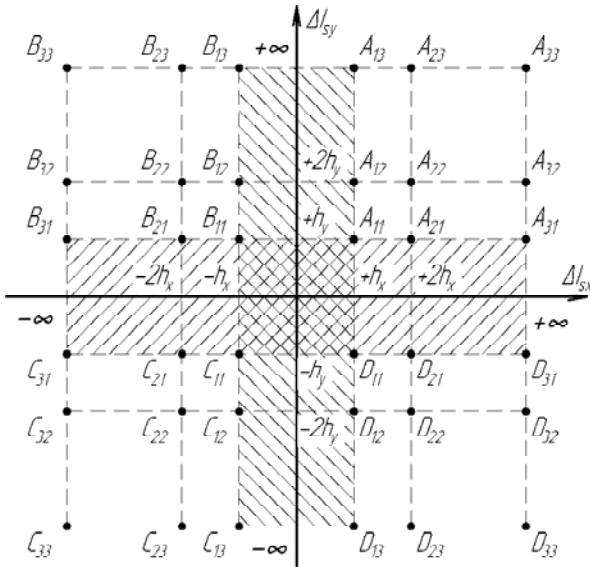


Рис. 3. Диаграмма, иллюстрирующая усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока (где $-h_x$ и $+h_x$, $-h_y$ и $+h_y$ – границы внутренних заданных токовых «коридоров»; $-2h_x$ и $+2h_x$, $-2h_y$ и $+2h_y$ – границы внешних заданных токовых «коридоров»)

а) для подобласти $A_{11}-B_{11}-C_{11}-D_{11}$ сохраняется неизменная комбинация состояний силовых ключей инвертора:

$$m^* = m^{**}, \quad (7)$$

где m^{**} – текущее значение комбинации силовых ключей инвертора;

б) для подобласти $A_{11}-A_{12}-B_{12}-B_{11}$ выбираются комбинации силовых ключей инвертора, удовлетворяющих условию:

$$\text{sign}(\Delta I_{sy}) = \text{sign}[\Delta U_{sy}(m)] \quad \text{где } m = 1, 2, \dots, 7; \quad (8)$$

– если совместно с условием (7) выполняется следующее условие:

$$\text{sign}(\Delta I_{sy}) = \text{sign}[\Delta U_{sy}(m^{**})], \quad (9)$$

то остаются неизменными состояния силовых полупроводниковых ключей:

$$m^{**} = \text{const}; \quad (10)$$

– при нарушении выполнения условий (8) и (9) проверяется выполнение одновременно условия (8) с соотношением:

$$\text{sign}(\Delta I_{sy}) = \text{sign}[\Delta U_{sy}(m=7)], \quad (11)$$

после чего открываются принудительно три силовых ключа в анодной или катодной группах автономного инвертора напряжения;

– в случае нарушения одновременного выполнения условий (8) и (11), выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая удовлетворяет

следующему соотношению:

$$\text{sign}[\Delta U_{sy}(m)] \cdot \Delta U_{sy}(m) = \max; \quad (12)$$

в) для подобласти $A_{13}-A_{12}-B_{12}-B_{13}$: выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая удовлетворяет условию (8) и соотношению (12);

г) для подобласти $A_{11}-A_{12}-A_{22}-A_{21}$ выбираются комбинации силовых ключей инвертора, удовлетворяющие условиям:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}(\Delta I_{sx}) &= \text{sign}[\Delta U_{sx}(m)] \\ \text{sign}(\Delta I_{sy}) &= \text{sign}[\Delta U_{sy}(m)] \end{aligned} \right\}, \quad \text{где } m = 1, 2, \dots, 7; \quad (13)$$

– если совместно с условием (13) выполняются следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}(\Delta I_{sx}) &= \text{sign}[\Delta U_{sx}(m^{**})] \\ \text{sign}(\Delta I_{sy}) &= \text{sign}[\Delta U_{sy}(m^{**})] \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

то остаются согласно (10) неизменными состояния силовых полупроводниковых ключей инвертора;

– при нарушении упомянутых условий (13) и (14) проверяется выполнение одновременно условия (13) с соотношением (11), после чего открываются одновременно три силовых ключа в анодной или катодной группах инвертора;

– в случае невыполнения условий (13) и (11) выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая удовлетворяет одновременно условию (13) и соотношению (12);

д) для подобласти $A_{13}-A_{23}-A_{22}-A_{12}$ выбирается комбинация силовых ключей инвертора, удовлетворяющая условиям (13);

– если совместно с условием (13) выполняется соотношение (14), то остаются неизменными согласно (10) состояния силовых полупроводниковых ключей инвертора;

– при невыполнении условий (13) и (14) выбирается такая комбинация силовых ключей инвертора, которая одновременно удовлетворяет условию (13) и соотношению (12);

е) для подобласти $A_{33}-A_{23}-A_{22}-A_{32}$ выбирается комбинация силовых ключей инвертора, удовлетворяющая условиям (13) и соотношению (12);

ж) алгоритмы управления для областей B, C и D идентичны рассмотренным алгоритмам для области A (с тем лишь отличием, что при управлении для областей B и D изменяются оси координатной системы: ось «x» на ось «y»; при этом в соотношениях (8)–(12) вместо индекса «y» следует принимать индекс «x» и наоборот);

з) в случае невыполнения соотношений (13) вводится поправочный коэффициент ξ в последние два соотношения из системы уравнений (4) в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_x(m^*) &= U_{sx}(m^*) - kE_{rx} + \xi, \\ \Delta U_y(m^*) &= U_{sy}(m^*) - kE_{ry} + \xi \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

который определяется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \xi &= \max(\xi_x; \xi_y), \\ \xi_x &= \max[\text{sign}(\Delta I_{sx}) \cdot \Delta U_{sx}] \\ \text{при } \text{sign}(\Delta I_{sx}) \cdot \Delta U_{sx} < 0, \\ \xi_y &= \max[\text{sign}(\Delta I_{sy}) \cdot \Delta U_{sy}] \\ \text{при } \text{sign}(\Delta I_{sy}) \cdot \Delta U_{sy} < 0 \end{aligned} \right\}; \quad (16)$$

такое управление обеспечивает одному из отклонений проекции (ΔI_{sx} или ΔI_{sy}) возвращение в заданной для нее токовой «коридор» (с шириной h_x или h_y), а для другого отклонения – минимальное изменение текущего значения.

На рис. 4 – рис. 9 представлены результаты моделирования отработки активной проекции статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ при быстродействующем из [2] и предложенном усовершенствованном прогнозирующем релейно-векторном управлении. Моделирование проводилось на имитационной модели указанного электропривода [6] с электродвигателем 4A132S6Y3 (мощностью 5,5 кВт) при использовании рассмотренных выше алгоритмов быстродействующе-

го и усовершенствованного релейно-векторного управления статорным током. Моделирование быстродействующего прогнозирующего релейно-векторного управления выполнялось для ширины токовых «коридоров»: $h_x = h_y = 0,5$ А, а усовершенствованного управления – при двух значениях токовых «коридоров»: $h_x = h_y = 0,5$ А и $h_x = h_y = 0,25$ А.

На данных рисунках показаны рассчитанные электромагнитные процессы: электромагнитного момента M и модуля I_s обобщенного вектора статорного тока, фазных статорных токов I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} и фазного статорного напряжения U_{sa} двигателя, – при ступенчатом изменении (в момент времени $t = 0,001$ с) сигнала задания активной составляющей I_{sy}^* статорного тока. Результаты сравнения времени отработки статорного тока и частоты переключения силовых ключей инвертора в установившемся режиме работы ЧРАЭП с УДНПЧ приведены в табл. 1 и табл. 2. Для сравнения было проведено моделирование отработки статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ без учета и с учетом сетевого фильтра [6], служащего для повышения коэффициента мощности электропривода.

Таблица 1. Время отработки при прогнозирующем релейно-векторном управлении

Активная составляющая статорного тока		Вид управления (оптимальное по быстродействию или усовершенствованное)	Время отработки, мс		
			Относительная скорость двигателя, о.е.		
Значение	Полярность		0	0,5	0,9
Однократное	+	оптимальное	0,5	0,9	9,7
		усовершенствованное	0,6	1,1	2,3
	-	оптимальное	0,5	0,4	0,2
		усовершенствованное	0,6	0,4	0,3
Двукратное	+	оптимальное	1,1	3,1	11
		усовершенствованное	1,1	1,6	5,6
	-	оптимальное	1,05	0,7	0,5
		усовершенствованное	1,1	0,7	0,6

Таблица 2. Частота переключения силовых ключей в стационарных режимах при прогнозирующем релейно-векторном управлении

Момент нагрузки (по отношению к номинальному)	Вид управления (оптимальное по быстродействию или усовершенствованное)	Ширина $h_x = h_y$, токовых «коридоров», А	Частота переключения, кГц		
			Относительная скорость двигателя, о.е.		
			0	0,5	0,9
+2	оптимальное	0,5	11,68	8,02	5,6
		0,25	5,22	3,23	3,44
	усовершенствованное	0,5	7,35	6,08	4,2
+1	оптимальное	0,5	11,38	9,03	5,68
		0,25	2,22	3,45	3,57
	усовершенствованное	0,5	5,9	7,3	4,7
0	оптимальное	0,5	12	9,79	5,96
		0,25	0,37	3,03	3,43
	усовершенствованное	0,5	1,57	6,38	5,47

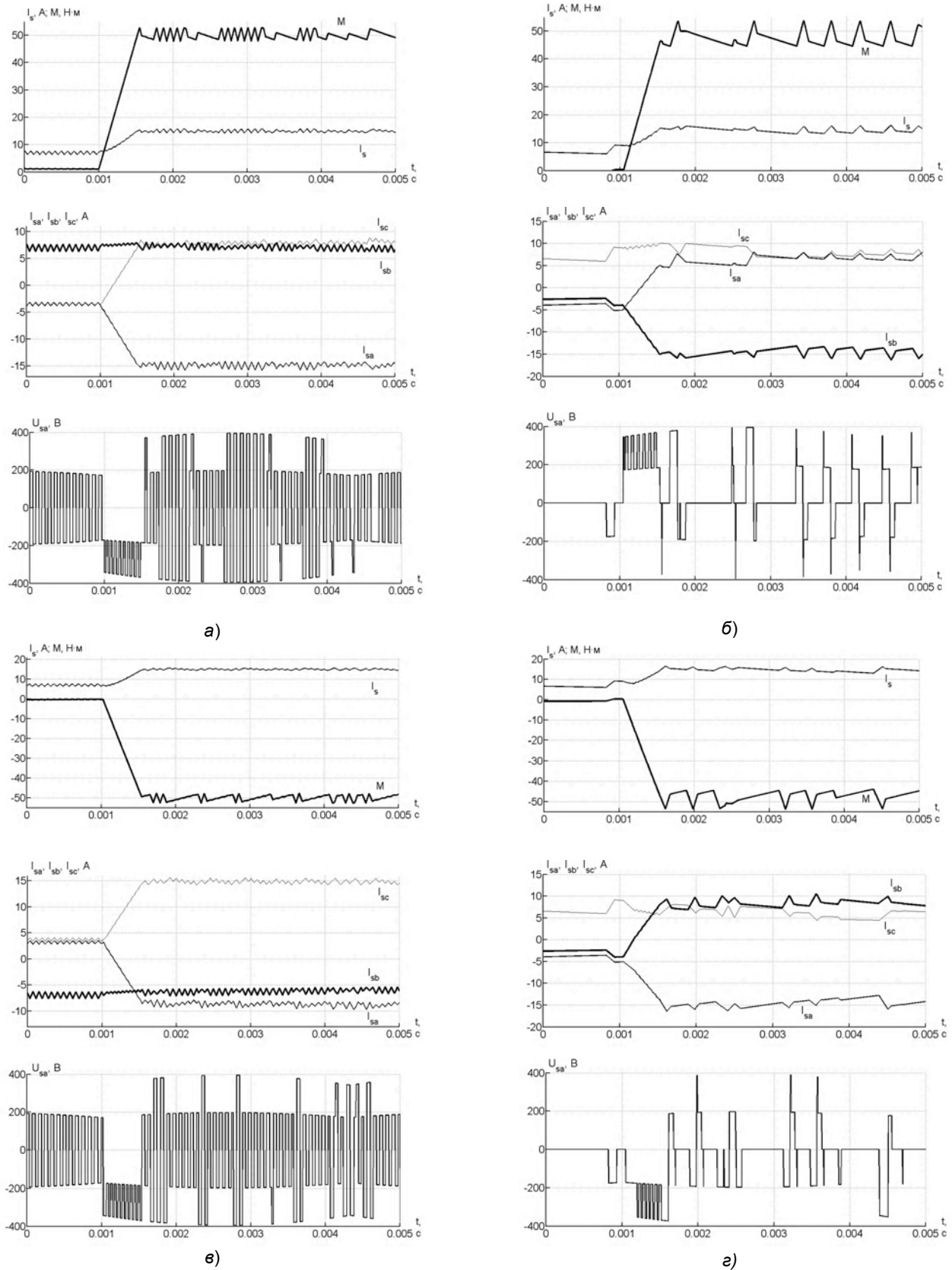


Рис. 4. Обработка однократного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной нулю (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстрдействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

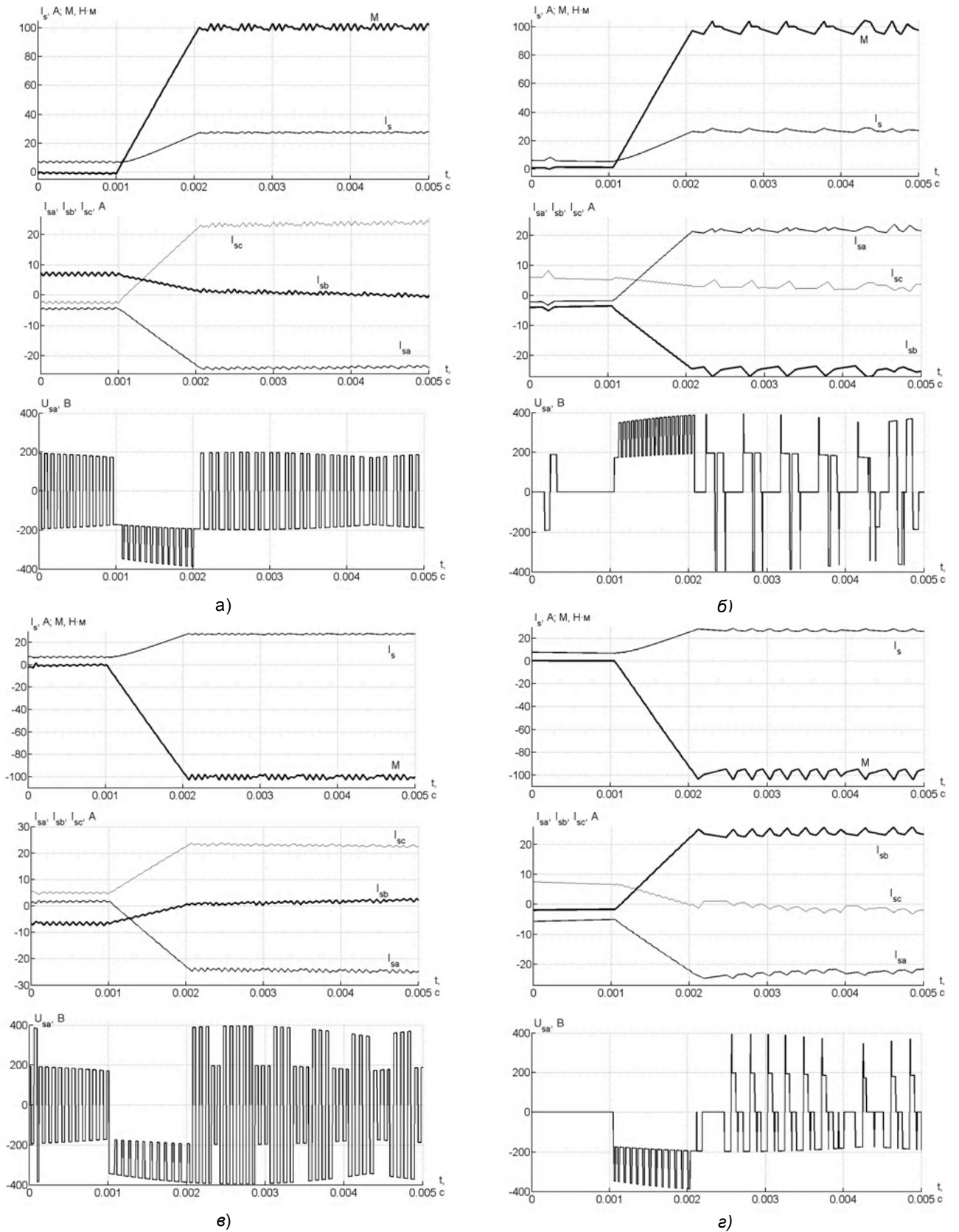


Рис. 5. Обработка двукратного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной нулю (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

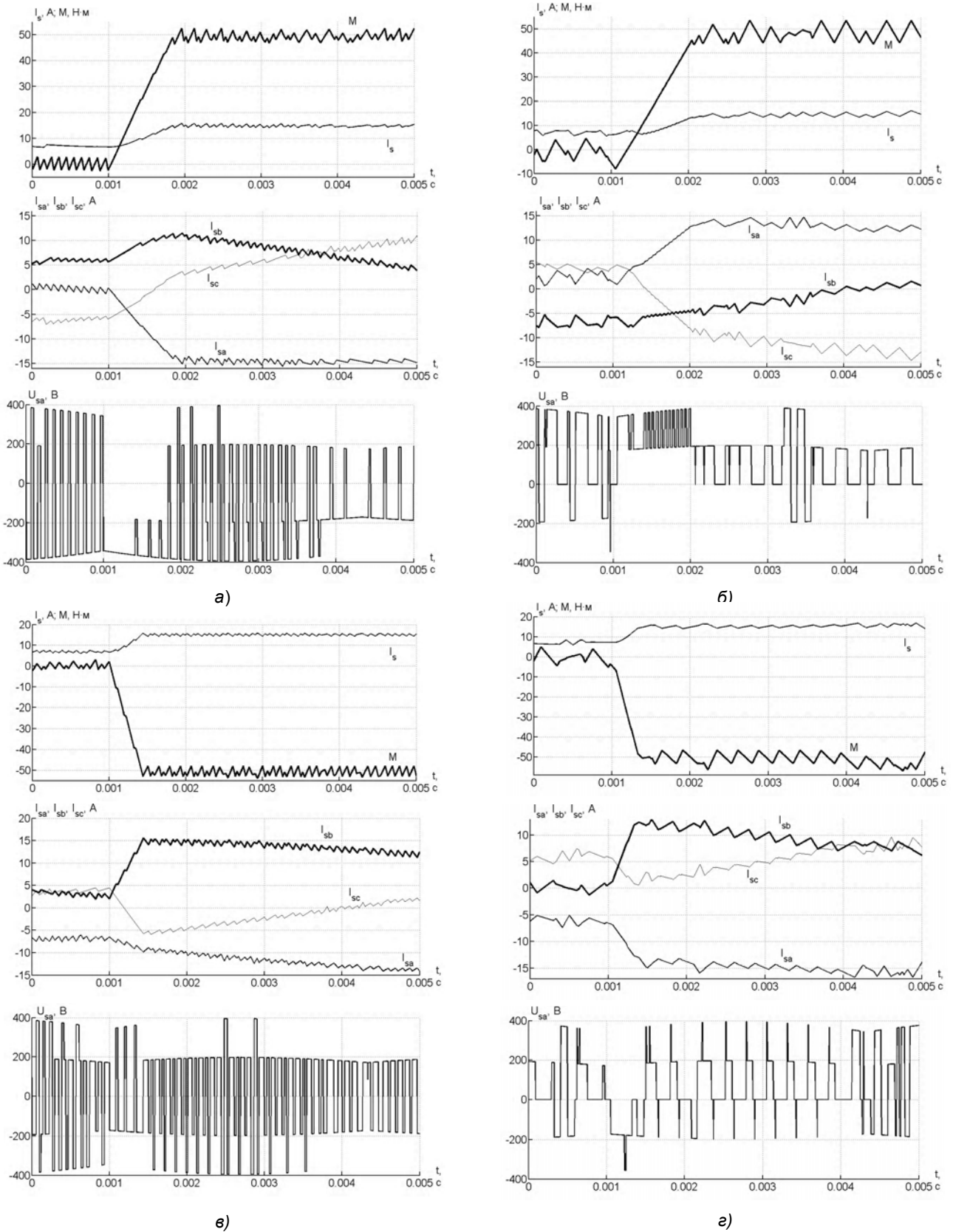


Рис. 6. Обработка однократного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной половине от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

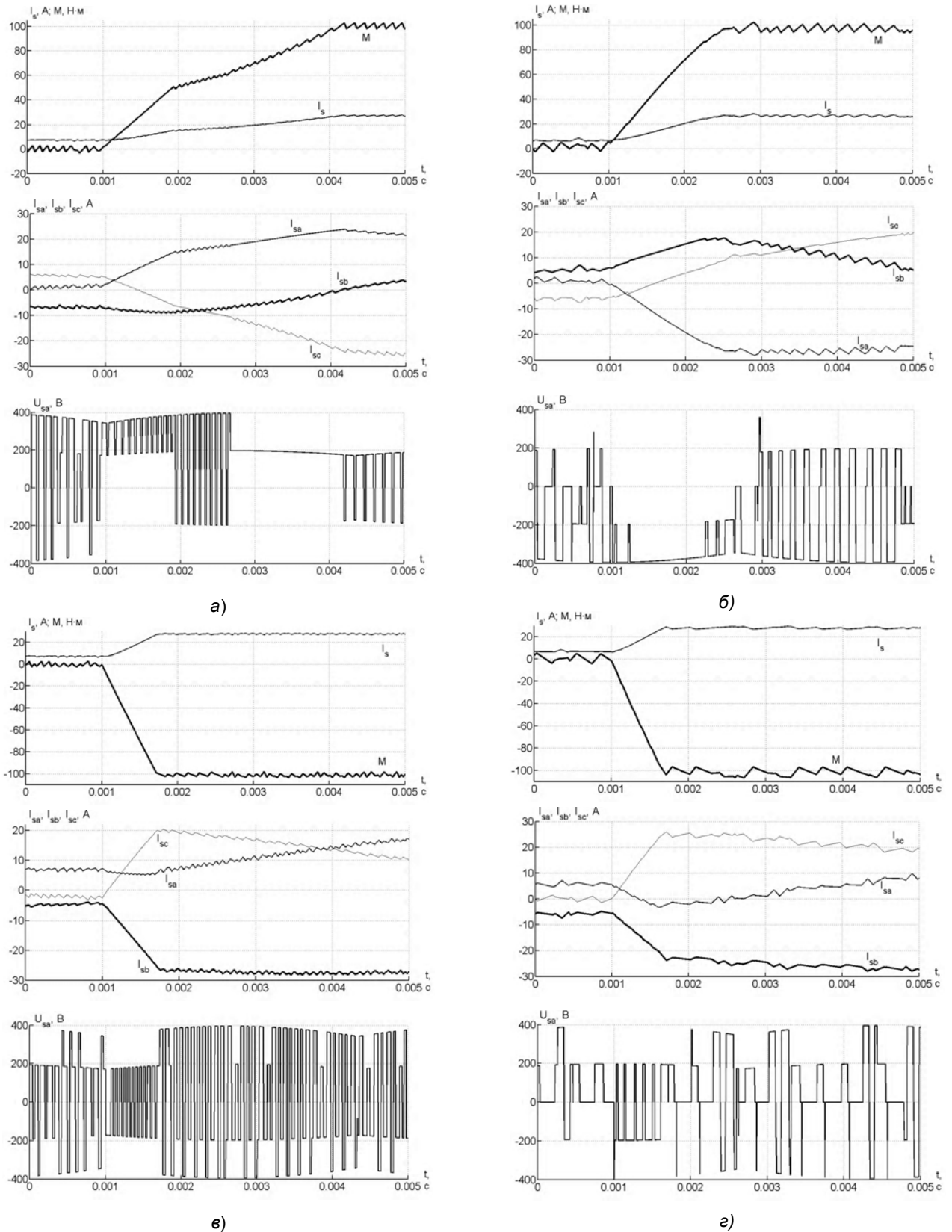


Рис. 7. Обработка двукратного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной половине от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстрдействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

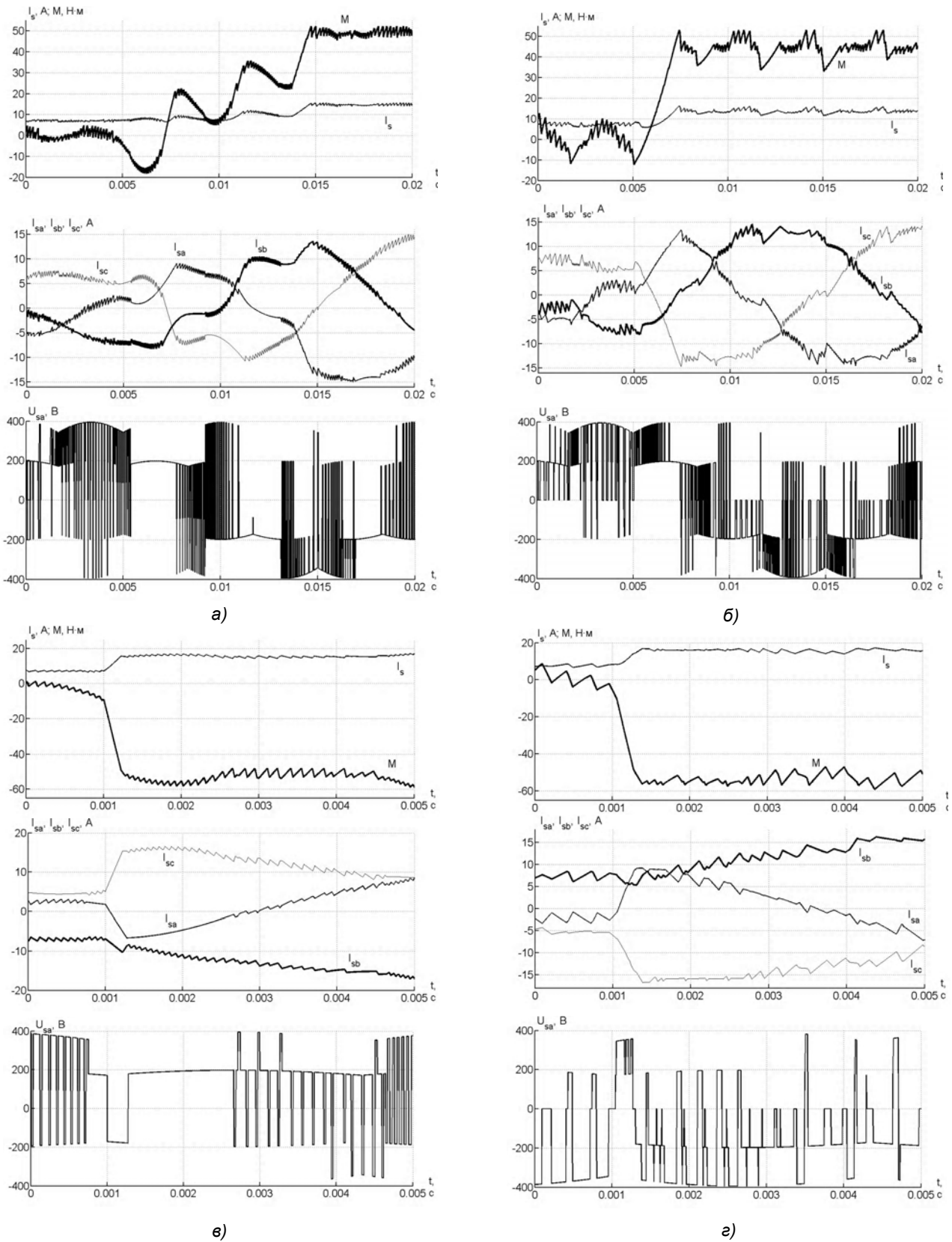


Рис. 8. Обработка однократного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной 0,9 от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

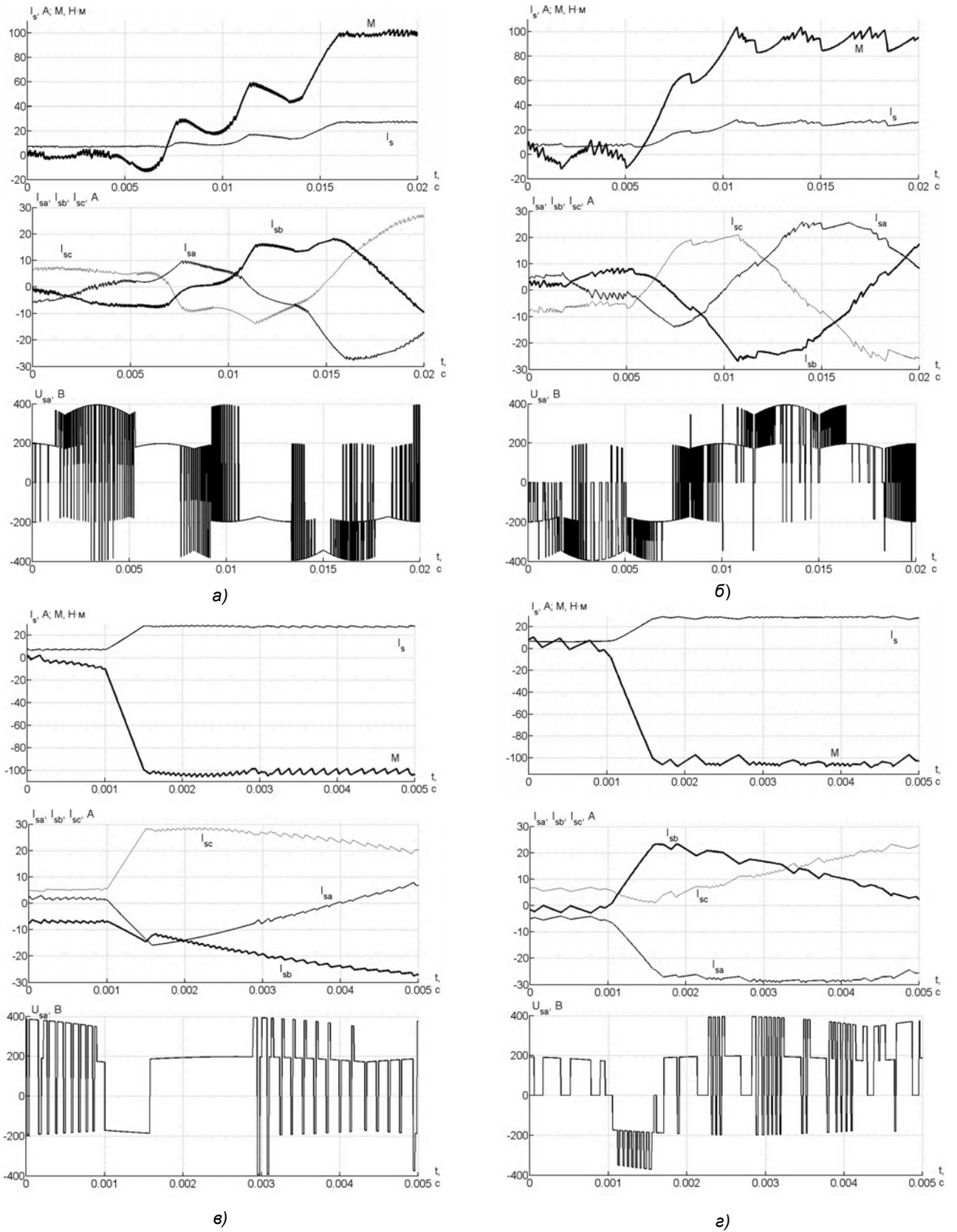


Рис. 9. Обработка двукратного (от номинального) значения активной проекции вектора статорного тока при скорости двигателя, равной 0,9 от номинальной скорости (а, б – положительная полярность, в, г – отрицательная полярность заданной активной проекции тока; а, в – оптимальное по быстродействию управление, б, г – усовершенствованное прогнозирующее релейно-векторное управление)

Выводы

1. При исследованных способах (быстродействующего и усовершенствованного) прогнозирующего релейно-векторного управления время отработки активной проекции статорного тока не является неизменной величиной, а зависит от абсолютной величины и полярности обрабатываемого значения указанной проекции, а также – от текущего значения скорости двигателя. При этом с увеличением скорости двигателя время отработки положительной активной проекции статорного тока – увеличивается, а при отрицательной проекции – уменьшается. Для скорости двигателя равной нулю, время отработки положительной и отрицательной активной проекции статорного тока – одинаково.

2. Установлено, что усовершенствованное релейно-векторное регулирование статорного тока в ЧРАЭП с УДНПЧ характеризуется в переходных режимах быстродействием, примерно равным предельному, а частотой переключения силовых ключей в установившихся режимах – примерно в (1,1–7,6) раз меньше, чем при быстродействующем быстродействии. Это позволяет при усовершенствованном управлении уменьшить модуляционные потери мощности в инверторе и двигателе рассматриваемого электропривода.

3. Электромагнитные процессы отработки статорного тока при быстродействующем и усовершенствованном релейно-векторном регулировании, рассчитанные без учета сетевого фильтра и с учетом сетевого фильтра из [6], примерно между собой равнозначны (отличие не превышает 5–7 %).

Перечень ссылок

1. Ziogas P. D., Kang Y., Stefanovic V. R. Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC-Link Component // IEEE Trans. on Industry Application. – 1986. – Vol. 22, Is. 6. – P. 1027–1036.
2. Волков А. В., Антонов Н. Л. Быстродействующее векторное регулирование статорного тока в асинхронных электроприводах с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты // Электромашинобудування та електрообладнання. – К.: Техніка. – 2004. – Вип. 62. – С. 21–24.
3. Ziogas P. D., Kang Y., Rashid M. H. Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics // IEEE Trans. on Industry Electronics. – 1986. – Vol. 33, Is. 3. – P. 271–280.
4. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Мухаматшин И. А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты в системах электроснабжения и электропривода // Электроприводы переменного тока: Труды международной тринадцатой научно-технической конференции. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ. – 2005. – С. 137–140.
5. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные приводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
6. Волков А. В., Антонов Н. Л. Цифровая модель непосредственного преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией, нагруженного на асинхронный двигатель // Електротехніка та електроенергетика. – 2003. – № 2. – С. 67–71.

Поступила в редакцию 24.06.08 г.

Запропоновано вдосконалити прогнозування релейно-векторне регулювання статорного струму для асинхронного електропривода зі спрощеним двоанковим безпосереднім перетворювачем частоти, для якого методом імітаційного моделювання проведено дослідження швидкодії відпрацювання статорного струму та виконано дослідження з оптимальним за швидкодією регулюванням.

The advanced predicting relay-vector regulation a current of stator for the asynchronous electric drive with simplified two-section direct frequency converter for which by a method of imitating modeling it is carried out research of speed of step change a current of stator is offered and comparison with optimum regulation on speed is executed.

УДК 621.315.2: 004.942

С. М. Тиховод, И. О. Афанасьева, Т. М. Корнус, Н. В. Скрыпичин

УТОЧНЕННЫЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ ANSYS

Предложена уточненная методика расчета с помощью системы ANSYS первичных и вторичных параметров кабелей связи по заданным конструктивным параметрам кабеля и свойствам материалов. Приведен пример расчета коэффициента затухания кабеля ЗКП в диапазоне частот до 250 кГц.

Приближенный расчет электрических параметров симметричных кабелей связи приводится во многих известных учебниках, в том числе в работах [1–3].

© С. М. Тиховод, И. О. Афанасьева, Т. М. Корнус, Н. В. Скрыпичин 2008 г.

В этих работах при вычислении аналитическими методами активного сопротивления и внутренней индуктивности рабочей пары кабеля делается допущение,