УДК 621.376.43

Стеклов В.К., Кожин И.А.
Steklov V.C., Kozhin I.A.

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ЦИФРОВОГО СИНХРОННО-ФАЗОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

INCREASE of SPEED of DIGITAL SYNCHRONOUSLY PHASE DEMODULATOR

***Аннотация**. Предлагается методика синтеза параметров разомкнутого канала управления цифрового синхронно-фазового демодулятора из условия повышения быстродействия при ступенчатом изменении заданного воздействия.*

***Summary.** The method of synthesis of parameters of a secret is broken channel of management of digital synchronous-phase demodulyatora from the condition of rise of fast-acting at the stupped change of the set influence is offered.*

Одним из самых ответственных заданий операторов современных цифровых телекоммуникационных сетей является построение общенациональной сети синхронизации для обеспечения синхронного режима работы большого количества технических средств, рассредоточенных на больших территориях. Решение этой проблемы приобретает особое значение с внедрением новых и новейших технологий цифровой обработки и перенесения информации, резкого роста скорости передачи, интеллектуализации сетей, повышение требований к качеству услуг телекоммуникаций. Особенно названная проблема касается доминирующих операторов, которые эксплуатируют большую часть или большие фрагменты общенациональной сети. При этом возникают все новые и новые задачи, связанные с повышением качества синхронизации - от общесетевых и общеоператорских задач построения эффективной национальной системы синхронизации, связанных с построением надежных, эффективных, гибких структур, к повышению надежности, точности, быстродействия отдельных компонентов системы. Среди этих компонентов наиболее распространены системы фазовой автоподстройки (ФАП), в частности, демодуляторы частотно-модулированных и фазомодулированных сигналов [1-3]. От показателей качества синхронно-фазовых демодуляторов (СФД) во многом зависит достоверность передаваемой от источника к получателю информации.

Высокая помехоустойчивость синхронно-фазовых демодуляторов, при работе в условиях слабых сигналов, объясняется тем, что в них фактически реализуется алгоритм работы оптимальных приемников по критерию максимума максиморума апостериорной плотности распределения вероятности и наиболее полно реализуется априорная информация о передаваемом сообщении. Поэтому вопросы решения задачи повышения основных показателей качества системы ФАП являются особенно актуальными.

Проблемам синтеза разнообразных автоматизированных систем управления, построения систем синхронизации и управления ими, развитию теории оптимизации и теории информации посвящены значительные работы отечественных и зарубежных ученых В.Н. Афанасьева, В.И. Борща, В.Н. Волкова, Е.Д. Витерби, В.М. Глушкова, М.И. Жодзишского, Г.Ф. Зайцева, М.В. Захарченко, А.Г. Зюко, В.Г. Лазарева, Д. Мако, Г.С. Поспелова, А.Д. Холла, В.В. Шахгильдяна, К. Шеннона, Л. Янга и других. Однако задачи повышения быстродействия все еще требует своего решения. Поэтому целью данной статьи является решение задачи повышения быстродействия комбинированных СФД.

Как известно [4, 5] комбинированные автоматические системы обладают более широкими возможностями повышения быстродействия, чем система с управлением по отклонению.

Структурная схема цифрового комбинированного СФД изображена на рис. 1, где:

$\alpha(t)$, $\beta(t)$, $\Delta\varphi(t)$ – задающее воздействие, управляемая величина и ошибка СФД соответственно;

$W_{\alpha}(p)$ – оператор разомкнутого канала управления;

$W_H(p)$ – оператор непрерывной части замкнутого контура;

$W_{эр}(p)$ – эквивалентный оператор непрерывной части СФД;

$W_ц(z)$ – дискретная передаточная функция цифровой части;

$W(p)$ – оператор управляемого генератора;

ЭС, С – элемент сравнения (фазовый дискриминатор) и сумматор соответственно.

Рассмотрим возможности уменьшения переходной составляющей ошибки в цифровом комбинированном СФД, дискретная передаточная функция ошибки, которого определяется выражением [5]

$$W_{\Delta\varphi}(z)=\frac{\Delta\varphi(z)}{\alpha(z)}=\frac{1-W_{ц}(z)W_{H}(z)W_{\alpha}(z)}{1+W_{ц}(z)W_{н}(z)}=\frac{F_{\alpha}(z)-W_{ц}(z)W_{н}(z)D_{\alpha}(z)}{[1+W_{ц}(z)W_{н}(z)]F_{\alpha}(z)}, \tag{1}$$

где $W_{\alpha}(z)=D_{\alpha}(z)/F_{\alpha}(z)$.

Из выражения (1) видно, полиномы $D_{\alpha}(z)$ и $F_{\alpha}(z)$ разомкнутого канала управления влияют на вид передаточной функции $W_{\Delta\varphi}(z)$, а следовательно, и на показатели качества переходного процесса.

Для определения возможности уменьшения переходной составляющей ошибки найдем ее общее выражение. Дискретная передаточная функция СФД без дополнительного канала управления по ошибке в общем виде может быть записана следующим образом [5]:

$$W_{\Delta\varphi}(z)=\frac{a_n z^n+a_{n-1}z^{n-1}+...+a_0}{b_m z^m+b_{m-1}z^{m-1}+...+b_0}=\frac{D_{\Delta\varphi}(z)}{F_{\Delta\varphi}(z)}, \tag{2}$$

где $m\geq n$.

Изображение ошибки будет:

$$\Delta\varphi(z)=W_{\Delta\varphi}(z)\alpha(z)=zW_{\Delta\varphi}(z)/(z-1) \tag{3}$$

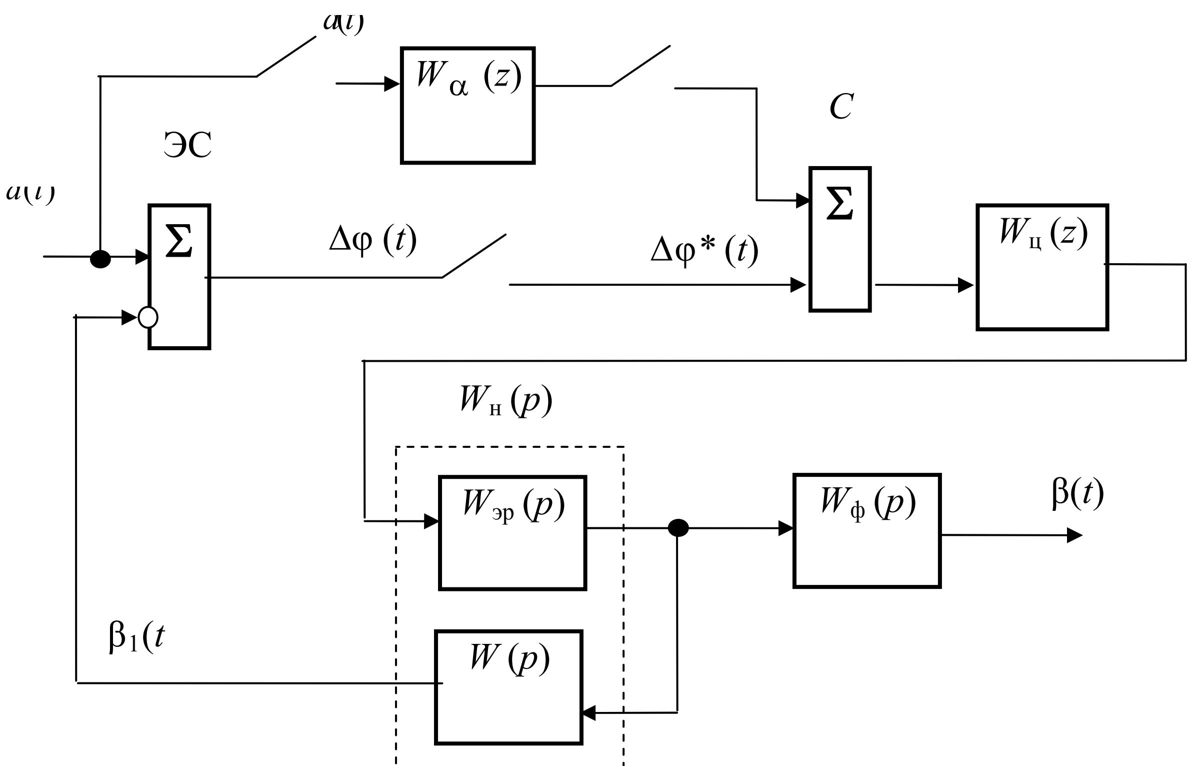


Рисунок 1 – Структурная схема цифро-аналогововго СФД

Подставим выражение (2) в (3) и перепишем полученную функцию Δφ(*z*), разложив знаменатель на сомножители,

$$\Delta\varphi(z)=\left[zD_{\Delta\varphi}(z)\right]/\left[\prod_{i=1}^{m+1}(z-z_i)\right], \tag{4}$$

где z_i – полюсы выражения (3). При этом считаем, что $z=1$ – корень, вносимый единичным скачком фазы на входе. Применив к выражению (4) обратное *z* – преобразование, найдем выражение решетчатой функции в тактовые моменты.

Предположим, что все полюсы функции (4) простые. Тогда вычеты функции $\Delta\varphi(z)z^{n-1}$ в особых точках будут:

$$\underset{Z=Z_1}{R_{es}} \Delta\varphi(z) z^{k-1} = \left[D_{\Delta\varphi}(z_1) z_1^k\right] / \left[\prod_{i=2}^{m+1} (z_1 - z_i)\right],$$

$$\underset{z=z_{m=1}}{R_{es}} \Delta\varphi(z) z^{k-1} = \left[D_{\Delta\varphi}(z_{m+1}) z_{m+1}^k\right] / \left[\prod_{i=1}^{m} (z_{m+1} - z_i)\right].$$

Просуммировав полученные значения, найдем выражение для переходной составляющей ошибки в тактовые моменты времени

$$\Delta\varphi(kT) = C_1 + C_2 z_2^k + C_3 z_3^k + ... + C_{m+1} z_{m+1}^k, \tag{5}$$

где $C_e = \left[D_{\Delta\varphi}(z_e)\right] / \prod_{i=1, i\neq e}^{m+1} (z_e - z_i)$; *e*-е начальное значение компоненты переходной составляющей ошибки; постоянные величины k = 0, 1 … – дискретное время.

Полагаем $\alpha(t) = \alpha_н 1(t)$, тогда $\alpha(z) = z/(z-1)$.

Для СФД (рис.1) без учета дополнительного канала дискретная передаточная функция по ошибке в форме z – преобразования будет:

$$W_{\Delta\varphi}(z) = \frac{z^2 + a_1 z + a_2}{z^2 + b_1 z + b_2} = \frac{D_{\Delta\varphi}(z)}{F_{\Delta\varphi}(z)}. \tag{6}$$

Подставляя численные значения a_1, a_2, b_1, b_2, рассчитываем переходный процесс в СФД без учета дополнительного канала [5]. На рис. 2 изображен график переходного процесса, который носит колебательный характер.

Рассмотрим синтез СФД с дискретной разомкнутой связью, структурная схема которого изображена на рис. 1. В соответствии со схемой определим ошибку

$$\Delta\varphi(z) = \alpha(z) - W_p(z)\Delta\varphi(z) - W_\alpha(z) W_p(z)\alpha(z). \tag{7}$$

Из выражения (7) определяем

$$\Delta\varphi(z) = \frac{1 - W_\alpha(z) W_p(z)}{1 + W_p(z)} \alpha(z).$$

Передаточную функцию комбинированного СФД (рис.1) по координате β_1 можно записать в следующем виде

$$W(z) = \left[1 + W_\alpha(z)\right] W_p(z) / (1 + W_p(z)). \tag{8}$$

Обозначив $W_\alpha(z) = D_\alpha(z)/F_\alpha(z)$, $W_p(z) = D_p(z)/F_p(z)$ и подставив эти значения в выражение (8), получим следующее выражение дискретной передаточной функции, связывающей изображение входного и выходного сигналов:

$$W(z) = \frac{\left[F_\alpha(z) + D_\alpha(z)\right] D_p(z)}{\left[F_p(z) + D_p(z)\right] F_\alpha(z)} = \frac{D_1(z) D_p(z)}{F_{\Delta\varphi}(z) F_\alpha(z)}, \tag{9}$$

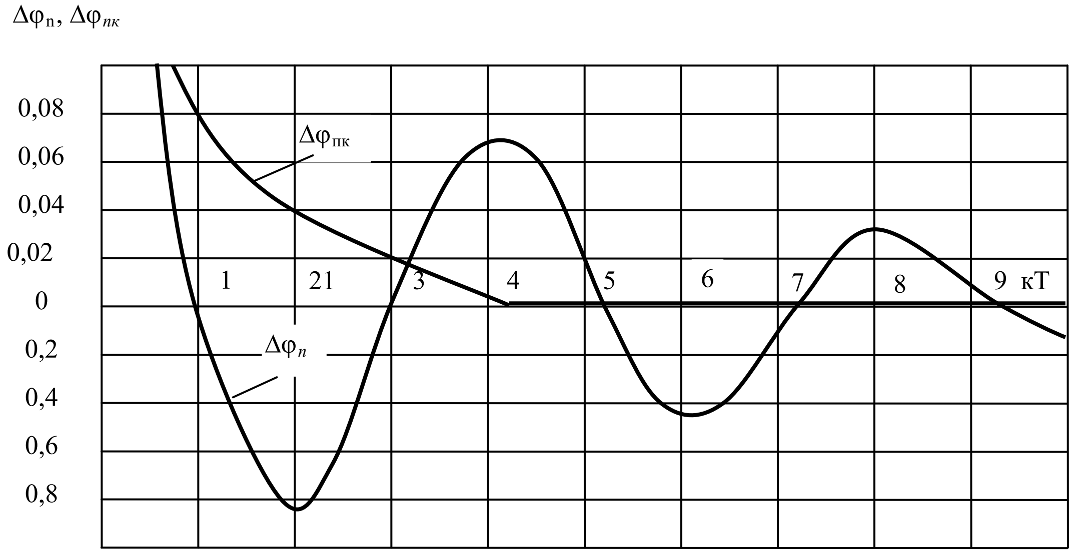
где $$D_1(z) = F_\alpha(z) + D_\alpha(z); \quad F_{\Delta\varphi}(z) = F_p(z) + D_p(z).$$

Полином $F_{\Delta\varphi}(z) = F_p(z) + D_p(z)$ определяет переходной процесс в исходной системе, график которого изображен на рис. 2. Чтобы уменьшить переходную составляющую ошибки, обусловленную корнями характеристического уравнения $F_{\Delta\varphi}(z)=0$, необходимо за счет соответствующего выбора параметров дискретного корректирующего звена с передаточной функцией $W_\alpha(z)$ сформировать полином $D_1(z)$ таким образом, чтобы он компенсировал характеристический полином $F_{\Delta\varphi}(z)$ некорректированной системы. Полином $F_\alpha(z)$ знаменателя дополнительного разомкнутого звена входит в виде сомножителя в характеристический полином комбинированного СФД, при этом его можно выбирать из условия обеспечения требуемого характера переходного процесса в системе.

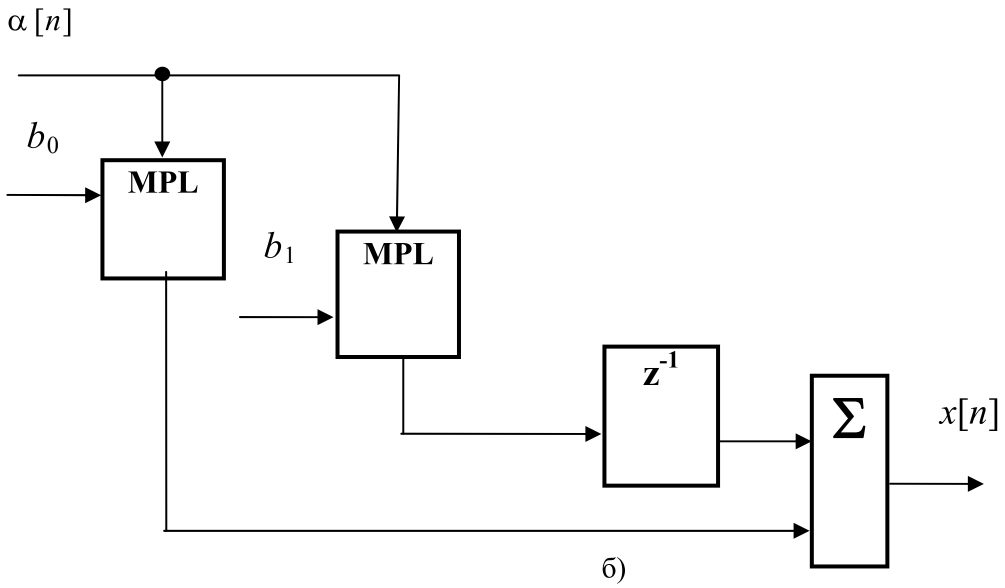
Рассмотрим порядок синтеза передаточной функции разомкнутой связи $F_\alpha(z)$ из условия подавления начальных значений колебательных компонент переходной составляющей ошибки, обусловленных корнями характеристического уравнения $F_{\Delta\varphi}(z)=0$.

Как следует из выражения (9), для компенсации начальных значений колебательных компонент полиномы $D_1(z)$ и $F_{\Delta\varphi}(z)$ должны быть равны, т.е.

$$D_1(z) = F_{\Delta\varphi}(z). \tag{10}$$



а)



б)

Рисунок 2 – График переходного процесса в комбинированном СФД (а)
и структурная схема корректирующего алгоритма (б)

Для этого необходимо, чтобы порядки полиномов $F_\alpha(z)$ и $F_p(z)$ были одинаковы. В данном случае полином имеет второй порядок и, поэтому, полином $F_\alpha(z)$ в общем виде можно записать следующим образом [5]:

$$F_\alpha(z) = b_{40} z^2 + b_{41} z + b_{42}. \tag{11}$$

Корни характеристического уравнения $F_\alpha(z)=0$ будут:

$$z_{1,2} = \left(-b_{41} \pm \sqrt{b_{41}^2 - 4b_{40}b_{42}}\right) \Big/ \left(2b_{40}\right).$$

Из равенства (5) видно, что для того чтобы процесс являлся апериодическим, необходимо чтобы корни характеристического уравнения комбинированного СФД были положительными и простыми, т.е.

$$b_{41} < 0, \quad b_{41}^2 > 4b_{40}b_{42}\ , \tag{12}$$

а для получения быстро затухающего переходного процесса необходимо чтобы корни были малыми, т.е.

$$b_{41}/(2b_{40}) << 1. \qquad (13)$$

Обеспечение равенства нулю ошибки системы в установившемся режиме требует, чтобы коэффициент C_1 в выражении (5) равнялся нулю.

Дискретная передаточная функция комбинированной СФД по ошибке будет иметь вид:

$$W_{\Delta\varphi_k}(z) = 1 - D_p(z)/F_\alpha(z) = \left[F_\alpha(z) - D_p(z)\right]/F_\alpha(z). \qquad (14)$$

Запишем передаточную функцию разомкнутой системы следующим образом:

$$W_p(z) = \frac{a_{1p}z + a_{2p}}{z^2 + b_{1p}z + b_{2p}} = \frac{D_p(z)}{F_p(z)}, \qquad (15)$$

где $a_{1p} = \Omega_y\left[T - T_2(1-c)\right]$; $\Omega_y = \left[T_2(1-c) - Tc\right]$;

a_{1p}= - (1+c); a_{2p}=c=e^{-T/T_2};

b_{1p}= - (1+c); b_{2p}=α_{2p}

и учитывая равенство (11), получим:

$$W_{\Delta\varphi}(z) = \frac{b_{40}z^2 + (b_{41} - a_{1p})z + b_{42} - a_{2p}}{b_{40}z^2 + b_{41}z + b_{42}} = \frac{D_{\Delta\varphi_k}(z)}{F_\alpha(z)}. \qquad (16)$$

Следовательно, для обеспечения условия C_1=0 необходимо чтобы выполнялось равенство [5]:

$$D_{\Delta\varphi_k}(z) = b_{40}z^2 + (b_{41} - a_{p1})z + b_{42} - a_{p2} = 0. \qquad (17)$$

Приняв в соответствии с условием (12) $b_{41}^2 = 4{,}01 b_{40} b_{42}$, что позволит получить оба действительные корня, мало отличающихся друг от друга; $b_{41}/(2b_{40})$ = -0,1, т.е. среднее значение корня при этом получается в 10 раз меньшим единицы (условие (13)), что обеспечит быстро затухающий переходный процесс, получим следующую систему уравнений для определения коэффициента полинома знаменателя синтезирующей связи [5]:

$$\left.\begin{aligned} b_{41}^2 &= 4{,}01 b_{40} b_{42}, \\ b_{41} &= -0{,}2 b_{40}, \\ b_{40} + b_{41} + b_{42} &= a_{1p} + a_{2p} \end{aligned}\right\}. \qquad (18)$$

С другой стороны, условия (10) требует выполнения следующего равенства:

$$D_1(z) = F_\alpha(z) + D_\alpha(z) = D_p(z) + F_p(z) = F_{\Delta\varphi}(z) \qquad (19)$$

или
$$(a_{40} + b_{40})z^2 + (a_{41} + b_{41})z + (a_{42} + b_{42}) = z^2 + (b_{1p} + a_{1p})z + (b_{2p} + a_{2p}).$$

Из равенства (19) получим систему уравнений для определения коэффициентов полинома $D_\alpha(z)$

$$\left.\begin{aligned} b_{40} + a_{40} &= 1 \\ b_{41} + a_{41} &= b_{1p} + a_{1p} = b_1 \\ b_{42} + a_{42} &= b_{2p} + a_{2p} = b_2 \end{aligned}\right\}. \qquad (20)$$

Решив системы уравнений (18) и (19), найдем значения коэффициентов дополнительной разомкнутой дискретной связи.

Из сравнения графиков переходного процесса (рис. 2,а) видно, что переходный процесс в комбинированном СФД является апериодическим и заканчивается примерно в 5 раз быстрее, чем в СФД без дополнительного канала управления.

Обычно УМ ЭВМ входит в контур управления и может быть использована для программной реализации корректирующих алгоритмов, обеспечивающих повышение быстродействия цифровых СФД.

В общем виде программная реализация корректирующего алгоритма может быть записана в виде дискретной передаточной функции:

$$W_ц(z) = \frac{x(z)}{\alpha(z)}\left(\sum_{i=0}^{k} b_i z^{-i}\right) \Bigg/ \left(\sum_{i=1}^{m} \alpha_i z^{-i} + 1\right). \qquad (21)$$

Дискретной передаточной функции (21) соответствует разностное уравнение:

$$x[n]=b_0\alpha[n]+b_1\alpha[n-1]+...+b_k\alpha[n-k]-\left(a_1x[n-1]+a_2x[n-2]+...+a_mx[n-m]\right).$$

Если в уравнении (21) при k = 1, m = 0 получим дискретную передаточную функцию корректирующего алгоритма

$$W_{ц}(z)=b_0+b_1z^{-1}. \quad (22)$$

Разностное уравнение, описывающее дискретную передаточную функцию (22), будет иметь вид:

$$x[n]=b_0\alpha[n]+b_1\alpha[n-1]. \quad (23)$$

Разностное уравнение (23) соответствует непрерывному алгоритму

$$x(t)=\alpha(t)+T_{\partial}d\alpha(t)/dt, \quad (24)$$

где T_{∂} – постоянная времени дифференцирования.

Для малых периодов дискретности T и при реализации алгоритма дифференцирования методом простой разности дифференциальное уравнение (24) можно записывать в виде разности для такта $[n]$

$$x[n]=\alpha[n]+(T_{\partial}/T)(\alpha[n]-\alpha[n-1]).$$

После преобразования получим

$$x[n]=b_0\alpha[n]+b_1\alpha[n-1], \quad (25)$$

где $b_0=1+T_{\partial}/T$; $b_1=-T_{\partial}/T$.

Для малых периодов дискретности УМ ЭВМ разностное уравнение (23) совпадает с разностным уравнением (25) пропорционально-дифференциального корректирующего алгоритма. Значения коэффициентов b_0, b_1 дискретной передаточной функции выбирают из условия реализации требуемых параметров корректирующего алгоритма в ЦСФД и периода дискретности T УМ ЭВМ. Структурная схема корректирующего алгоритма приведена на рис. 2, б.

В заключение можно отметить, что один из основных показателей качества - быстродействие СФД можно повысить с помощью предложенной методики синтеза параметров дополнительного разомкнутого канала управления, из условия подавления начальных значений медленно затухающих компонентов переходной составляющей ошибки.

Литература

1. *Фомин А.Ф., Хорошавин А.И., Шелухин О.И.* Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы / Под ред. А.Ф. Фомина. – М.: Радио и связь, 1987. – 248 с.
2. *Банкет В.Л., Мельник А.М.* Системы восстановления несущей при когерентном приеме дискретных сигналов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1983. – №12. – С. 28-49.
3. *Бахарев В.А., Фомин А.Ф.* Цифровой синхронно-фазовый демодулятор сигналов с угловой модуляцией на МП К589 // Электросвязь. – 1987. – №3. – С. 27-31.
4. *Микропроцессорные* системы автоматического управления / Бесекерский В.А. и др. – Л.: Машиностроение, 1988. – 365 с.
5. *Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К., Брицький О.І.* Теорія автоматичного управління. – К.: Техніка, 2002. – 688 с.