

ВЛИЯНИЕ МЕШАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СХЕМУ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Л. ПАП

Институт электроники техники связи Будапештского Технического Университета

Поступило: 4 марта 1976 г.

Представлено: проф. д-р Ш. Чибби

Введение

Схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) широко применяется в современной радиотехнике и электронике. Её значение ещё больше стало за последние годы, поскольку с появлением монолитических интегральных схем она применяется не только в традиционных задачах радиотехники и измерительной техники, но и в задачах электроники более широкого класса.

Теории работы ФАПЧ посвящено много статей и книг, которые кроме рассмотрения работы ФАПЧ в линейном приближении, рассматривают и нелинейные явления [1, 2, 3], а также влияние широкополосного статистического шума [4, 5, 6, 7]. Меньше опубликовано о влиянии детерминированных воздействий типа немодулированной или модулированной несущей. В статье Ц. Л. Бритт и Д. Ф. Палмер [8] а также в статье Ф. Ш. Кеблани [9] можно найти приближенные расчёты и экспериментальные данные о совместном влиянии малых периодических воздействий и статистических шумов. Ф. Д. Натали и В. Й. Валбессер в работе [10] при помощи теоретических расчётов определили, что в какой степени можно уменьшить влияние мешающих воздействий в специальной схеме ФАПЧ типа «решение с обратной связью». А. Э. Смит и Р. Ш. Джонсон моделировали на ЭВМ влияние шумов и замираний [11], а Л. Шифф рассматривал входной сигнал, модулированный по амплитуде периодическим прямоугольным сигналом с глубиной 100%, и исследовал влияние такого сигнала на работу ФАПЧ и возможность ложного захвата [12]. Б. Н. Бишваш и Ш. К. Рей в статье [13] особое внимание уделили мешающему воздействию немодулированной несущей. Автор в одной предыдущей работе разработал метод исследования влияния мешающих сигналов и определил изменение полосы стягивания схемы [14]. Цель настоящего доклада рассмотреть влияние немодулированного сигнала и сигнала с угловой модуляцией на работу ФАПЧ второго порядка, и определить значение переходных искажений в основной полосе, возникающих из-за мешающих воздействий.

Обозначения

A и A	— действующее значение входных синусоидальных сигналов в ϵ ,
B	— действующее значение выходного напряжения перестраиваемого генератора в ϵ ,
K_1	— коэффициент передачи фазового детектора типа перемножителя, $1/\nu$,
K_2	— крутизна перестраиваемого генератора в рад/сек \cdot в,
$F(p)$	— передаточная функция фильтра,
τ_1 и τ_2	— постоянные времени фильтра,
φ_1 и φ_2	— фазы входных сигналов,
$\theta_0(t)$	— фаза перестраиваемого генератора (быстро меняющийся сигнал),
ω_i и ω'	— частоты входных сигналов,
ω_0	— собственная частота перестраиваемого генератора ($\epsilon(t) \equiv 0$)
$\omega_k(t)$	— частота перестраиваемого генератора (медленно меняющийся сигнал),
$a = A/A$	— отношение мешающего воздействия ($A \neq 0$),
$e(t)$	— выходной сигнал фазового детектора типа перемножителя,
$J_n(x)$	— функция Бесселя первого рода n -го порядка,
$\xi(t)$, $\eta(t)$ и $\zeta(t)$	— стохастические функции времени,
$\varphi_{0j}(t)$	— фаза периодических составляющих $\theta_0(t)$ (медленно меняющиеся значения), ($j = 1, 2, \dots$),
$K = K_1 K_2 AB$	— петлевое усиление
C	— константа модуляции при ЧМ или ФМ, — оператор Хевисайда,
$L(p)$	— передаточная функция переходного затухания,
$D_j(t)$	— амплитуда периодических составляющих $\theta_0(t)$, ($j = 1, 2, \dots$), (медленно меняющиеся составляющие),
$D_0(t)$	— постоянная составляющая $\theta_0(t)$ (медленно меняющееся значение),
D_{00}	— постоянная составляющая $D_0(t)$,
$D_{01}(t)$	— меняющаяся составляющая $D_0(t)$,
D_{j0}	— постоянная составляющая $D_j(t)$,
$D_{j1}(t)$	— меняющаяся составляющая $D_j(t)$,
$\Delta\omega = \omega' - \omega_i$	— значение мешающей частоты, если схема находится в синхронизме с частотой ω_i ,
$x(t)$	— входной сигнал перестраиваемого генератора,
$x_i(t)$ и $x_0(t)$	— временные функции входного и выходного сигналов.

Схема ФАПЧ второго порядка, содержащая фазовой детектор типа перемножитель, изображена на рис. 1. При мешающем воздействии входной сигнал $x_i(t)$ есть сумма двух немодулированных несущих, т. е.

$$x_i(t) = \sqrt{2} A \sin(\omega_i t + \varphi_i) + \sqrt{2} A' \sin(\omega'_i t + \varphi'_i), \tag{1}$$

где ω_i и ω'_i есть постоянные частоты входных сигналов, а φ_i и φ'_i их фазы. Если эти два синусоидальных сигнала некогерентны, значения фаз можно выбрать произвольно: пусть $\varphi_i = \varphi'_i = 0$.

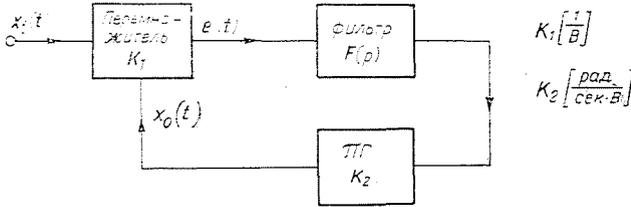


Рис. 1. Схема фазовой автоподстройки частоты

Выходной сигнал перестраиваемого генератора является синусоидальным:

$$x_0(t) = \sqrt{2} B \cos\left(\int \omega_k(t) dt + \theta_0(t)\right), \tag{2}$$

средняя частота которого ($\omega_k(t)$) меняется медленно, а его фаза ($\theta_0(t)$) быстро.

Эквивалентная схема ФАПЧ на низких частотах изображена на рис. 2., где пренебрегали компонентами около двойных частот ($\omega_i + \omega_k(t)$, $\omega'_i + \omega_k(t)$). Видно, что система содержит две синусоидальные нелинейности, таким образом общее дифференциальное уравнение, описывающее систему можно задавать в следующей форме:

$$\frac{d}{dt} \left[\int (\omega_k(t) - \omega_0) dt + \theta_0(t) \right] = KF(p) \left[\sin\left(\int (\omega_i - \omega_k(t)) dt - \theta_0(t)\right) + a \sin\left(\int (\omega'_i - \omega_k(t)) dt - \theta_0(t)\right) \right], \tag{3}$$

где $p = \frac{d}{dt}$ — оператор Жевисайда.

В дальнейшем предположим, что средняя частота местного генератора постоянна и равна ω_i , т. е. система находится в синхронизме с частотой ω_i . При этом получаем из (3):

$$\frac{d}{dt} [\theta_0(t)] + \omega_i - \omega_0 = KF(p) \left[\sin(-\theta_0(t)) + a \sin((\omega'_i - \omega_i) \cdot t - \theta_0(t)) \right]. \tag{4}$$

Теперь наша задача определить быстро меняющуюся фазу $\theta_0(t)$ в схеме ФАПЧ второго порядка первого или второго типов $F(p) = (1 + p\tau_1)/p\tau_2$, $F(p) = (1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2)$. Поскольку дифференциальное уравнение (4) нельзя решить в явном виде, будем использовать в расчётах приближенный метод «анализа гармонического баланса». Предположим, что $\theta_0(t)$ можно аппроксимировать рядом Фурье

$$\theta_0(t) \hat{=} D_0 + \sum_{j=1}^{\infty} D_j \cos(j\Delta\omega t - \varphi_{0j}) \quad (5)$$

и в случае, если $|\Delta\omega| \gg \frac{1}{\tau_1}$ достаточно применять только первые два члена ряда:

$$\theta_0(t) \hat{=} D_0 + D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}) . \quad (6)$$

При этом производная $\theta_0(t)$ определяется выражением:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [\theta_0(t)] &\hat{=} - \sum_{j=1}^{\infty} jD_j \Delta\omega \sin(j\Delta\omega t - \varphi_{0j}) \cong \\ &\cong -D_1 \Delta\omega \sin(\Delta\omega t - \varphi_{01}) . \end{aligned} \quad (7)$$

Для определения значений D_0 , D_1 и φ_{01} подставим уравнения (6) и (7) в (4) и сопоставим амплитуды Фурье — компонентом совпадающих частот обеих сторон. Предполагая, что для быстрых сигналов передаточную функцию $F(p)$ можно приближенно принимать равной τ_1/τ_2 , получаем из (4) следующее выражение:

$$\begin{aligned} -\tau_2 D_1 \Delta\omega \sin(\Delta\omega t - \varphi_{01}) &\hat{=} \\ &\hat{=} K \tau_1 \{ -\sin [D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}) + D_0] + a \cdot \\ &\cdot \sin [\Delta\omega t - D_1 \cos(\Delta\omega t - \varphi_{01}) - D_0] \} . \end{aligned} \quad (8)$$

Пренебрегая гармоническими составляющими более высокого порядка и применяя функции Бесселя первого рода, получаем следующие уравнения гармонического баланса:

$$\begin{aligned} D_1 \Delta\omega &\hat{=} -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a J_0(D_1) , \\ \sin(D_0) &\hat{=} -a \frac{J_1(D_1)}{J_0(D_0)} \cos(D_0 - \varphi_{01}) , \end{aligned} \quad (9)$$

если

$$\begin{aligned} F(p) &= \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_2} , \\ \omega_i - \omega_0 &\hat{=} -K \left[\sin(D_0) + a \frac{J_1(D_1)}{J_0(D_0)} \cos(D_0 - \varphi_{01}) , \right] \end{aligned}$$

если

$$F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2}, \quad (10)$$

и

$$D_0 \cong \varphi_{01}, \text{ если } |\Delta\omega| \gg \frac{1}{\tau_1} \text{ и } a \gg 1. \quad (11)$$

Применяя дальнейшие приближения, получаем:

$$D_1 \triangleq -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\omega'_i - \omega_i}, \quad (12)$$

$$\sin(D_0) \triangleq K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\omega'_i - \omega_i}, \text{ если } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_2},$$

и

$$\sin(D_0) \triangleq K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\omega'_i - \omega_i} - \frac{\omega_i - \omega_0}{K},$$

если

$$\text{если } F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{1 + p\tau_2}. \quad (13)$$

Полученный результат означает, что из-за мешающего воздействия синусоидальной несущей в фазе выходного сигнала местного генератора появляется постоянный фазовый сдвиг, наибольшее значение которого может быть равно 90°. (Сверх этого значения нет стабильной рабочей точки). Кроме этого появляются и мешающие гармоники на частотах $j\Delta\omega$ ($j = 1, 2, \dots$), влияние которых однако часто второстепенное, потому что они лежат вне полезной полосы частот.

4. Влияние мешающих сигналов, модулированных по частоте и по фазе

Входной сигнал схемы ФАПЧ в случае ЧМ и ФМ сигналов определяется выражением

$$x_i(t) = \sqrt{2} A \sin(\omega_i t + \varphi_i) + \sqrt{2} A' \sin(\omega'_i t + C\xi(t) + \varphi'_i), \quad (14)$$

а выходной сигнал местного генератора то же, что и (2). Таким образом низкочастотная эквивалентная схема совпадает с изображенной на рис. 2., с той разницей, что вместо $\omega'_i t$ здесь имеем $\omega'_i t + C\xi(t)$. (φ_i и φ'_i в этом случае можно выбирать произвольными, пусть они равны нулю.) C — константа модуляции, а $\xi(t)$ — произвольный случайный процесс с нулевым средним и с ограниченной

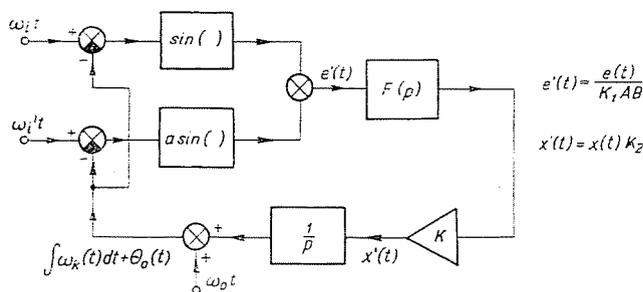


Рис. 2. Низкочастотная эквивалентная схема ФАПЧ с учетом мешающего сигнала

полосой, который при ФМ определяется самым информационным сообщением, а при ЧМ его интегралом.

Подобно написанному в пункте 2, мешающие сигналы в схеме, находящейся в синхронизме с частотой ω_i можно определить решением дифференциального уравнения:

$$\frac{d}{dt} [\theta_0(t)] + \omega_i - \omega_0 = KF(p) [\sin(-\theta_0(t)) + a \sin(\Delta\omega t + C\xi(t) - \theta_0(t))]. \quad (15)$$

Пусть $F(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_2}$, таким образом дифференциальное уравнение принимает вид

$$\tau_2 \frac{d^2}{dt^2} [\theta_0(t)] = K(1 + p\tau_1) [\sin(-\theta_0(t)) + a \sin(\Delta\omega t + C\xi(t) - \theta_0(t))], \quad (16)$$

и предположим, что изменение фазы местного генератора можно приближенно задавать уравнением

$$\theta_0(t) \cong D_0(t) + D_1(t) \cos(\Delta\omega t + C\xi(t) - \varphi_{01}(t)) \quad (17)$$

на основе рассуждений, сделанных при выражениях (5) и (6). Пусть $D_0(t)$, $D_1(t)$ и $\varphi_{01}(t)$ — медленно меняющиеся временные функции (их полосы попадают в полосу спектра $\xi(t)$). Обозначим в дальнейшем $\Delta\omega t + C\xi(t)$ через $\eta(t)$.

Производную по времени от $\theta_0(t)$ можно вычислить по уравнению

$$\frac{d\theta_0(t)}{dt} \cong \frac{dD_0(t)}{dt} + \frac{dD_1(t)}{dt} \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) - D_1(t) \left[\frac{d\eta(t)}{dt} - \frac{d\varphi_{01}(t)}{dt} \right] \cdot \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cong \frac{dD_0(t)}{dt} - D_1(t) \frac{d\eta(t)}{dt} \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)), \quad (18)$$

потому что $\left| \frac{d\eta(t)}{dt} \right| \gg \left| \frac{d\varphi_{01}(t)}{dt} \right|$ и $\left| \frac{dD_1(t)}{dt} \right|$.

Если $\left| \frac{d\eta(t)}{dt} \right| \gg \frac{1}{\tau_1}$, то для быстро меняющихся сигналов затухание фильтра равно τ_1/τ_2 . Подставляя (17) и (18) в дифференциальное уравнение (16), для быстро меняющихся сигналов получаем уравнение

$$\begin{aligned}
 & -\tau_2 \frac{d\eta(t)}{dt} \cdot D_1(t) \sin(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \stackrel{\triangle}{\cong} \\
 & \stackrel{\triangle}{\cong} K\tau_1 \{ -\sin [D_0(t) + D_1(t) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t))] + \\
 & + a \sin [\eta(t) - D_1(t) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) - D_0(t)] \}, \quad (19)
 \end{aligned}$$

из которого можно определить $D_1(t)$ путем сравнения гармонических составляющих. Результат получается подобно (9) и (11):

$$\begin{aligned}
 D_1(t) & \stackrel{\triangle}{\cong} -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{J_0(D_1(t))}{\frac{d}{dt}(\eta(t) - \varphi_{01}(t))} \cong \\
 & \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt}(\eta(t) - \varphi_{01}(t))}, \quad (20)
 \end{aligned}$$

и

$$D_0(t) \cong \varphi_{01}(t) \quad \text{если} \quad a \gg 1. \quad (21)$$

Вычислим теперь, каким образом зависит $D_0(t)$ от модулирующего сигнала $\xi(t)$. Для этого нужно определить вид уравнения (16) для медленно меняющихся сигналов, применяя оценки, даваемые выражениями (17) и (18):

$$\begin{aligned}
 & \tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} \stackrel{\triangle}{\cong} K(1 + p\tau_1) [-J_0(D_1(t)) \sin(D_0(t)) - \\
 & \frac{-a \sin(\eta(t)) 2 J_1(D_1(t)) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \sin(D_0(t)) -}{-a \cos(\eta(t)) 2 J_1(D_1(t)) \cos(\eta(t) - \varphi_{01}(t)) \cos(D_0(t))}] \quad (22)
 \end{aligned}$$

Проводя усреднение, обозначенное на правой части уравнения (усреднение здесь эквивалентно фильтрации низких частот), и разлагая в ряд функции Бесселя можно записать простейший вид (16):

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} \stackrel{\triangle}{\cong} K(1 + p\tau_1) \left[-\sin(D_0(t)) - \frac{a}{2} D_1(t) \right]. \quad (23)$$

Временные функции $D_0(t)$ и $D_1(t)$ можно представить в виде суммы из двух членов:

$$D_0(t) = D_{00} + D_{01}(t), \quad (24)$$

$$D_1(t) = D_{10} + D_{11}(t), \quad (25)$$

где D_{00} и D_{10} константы, а $D_{01}(t)$ и $D_{11}(t)$ медленно меняющиеся функции времени. Если $|C \xi(t)| \ll |\Delta\omega t|$ или $\left| C \frac{d\xi(t)}{dt} \right| \ll |\Delta\omega|$, то есть девиация фазы или частоты достаточно мала, есть возможность задавать зависимость между $D_{01}(t)$ и $\xi(t)$ линейным дифференциальным уравнением. На основе (20) получаем

$$D_{10} \triangleq -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt} [\eta(t) - D_0(t)]} \cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\Delta\omega}, \quad (26)$$

и

$$\begin{aligned} D_{11}(t) &\triangleq -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{1}{\frac{d}{dt} [\eta(t) - D_0(t)]} - D_{10} \cong \\ &\cong -K \frac{\tau_1}{\tau_2} a \frac{-\frac{d}{dt} \xi(t) + \frac{d}{dt} D_0(t)}{\Delta\omega^2}, \end{aligned} \quad (27)$$

поскольку $|D_0(t)| \ll |\eta(t)|$.

Применяя (26) и (27) и сравнивая левую и правую части (23), получаем:

$$\sin(D_{00}) \triangleq \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega}, \quad (28)$$

и $D_{01}(t)$ можно вычислить из следующего дифференциального уравнения:

$$\begin{aligned} \tau_2 \frac{d^2 D_{01}(t)}{dt^2} + K \cos(D_{00}) \tau_1 \frac{dD_{01}(t)}{dt} + K \cos(D_{00}) D_{01}(t) &\triangleq \\ \triangleq K^2 \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{a^2}{2} \frac{1}{\Delta\omega^2} \times \left[C \frac{d}{dt} \xi(t) + \tau_1 C \frac{d^2 \xi(t)}{dt^2} - \right. & \\ \left. - \frac{dD_{01}(t)}{dt} - \tau_1 \frac{d^2 D_{01}(t)}{dt^2} \right]. & \quad (29) \end{aligned}$$

Связь между $\xi(t)$ и $D_{01}(t)$ в данном линейном приближении задается переда-

точной функцией:

$$L(p) \triangleq \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1 a^2 C}{\tau_2 2 \Delta\omega^2} \cdot \frac{(1 + p\tau_1)p}{1 + p \left[\tau_1 + \frac{a^2 K \tau_1}{2 \cos(D_{00})} \frac{1}{\tau_2 \Delta\omega^2} \right] + p^2 \left[\frac{\tau_2 + \frac{a^2 K^2 \tau_1^2}{2 \tau_2 \Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right]} \quad (30)$$

В случае ЧМ сигналов, если $\xi(t) = \frac{1}{p} \zeta(t)$, переходное затухание по отношению к $\zeta(t)$ равно

$$L'(p) = \frac{1}{p} L(p) , \quad (31)$$

т. е. для низких частот получается:

$$L'(p) \Big|_{p=0} \triangleq \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1 a^2 C}{\tau_2 2 \Delta\omega^2} . \quad (32)$$

После этого определим значение переходного затухания в случае $F(p) = (1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2)$. Дифференциальное уравнение для быстро меняющихся сигналов совпадает с (19), таким образом справедливы и (20) и (21). Для медленно меняющихся составляющих, однако, выражение (23) несколько изменяется:

$$\tau_2 \frac{d^2 D_0(t)}{dt^2} + \frac{dD_0(t)}{dt} + \omega_i - \omega_0 \triangleq K(1 + p\tau_1) \left[-\sin(D_0(t)) - \frac{a}{2} D_1(t) \right] . \quad (33)$$

Опуская расчетные подробности, метод приводит к конечным результатам

$$\sin(D_{00}) \triangleq \frac{a^2}{2} K \frac{\tau_1}{\tau_2} \frac{1}{\Delta\omega} - \frac{\omega_i - \omega_0}{K} , \quad (34)$$

и

$$L(p) \triangleq \frac{K}{\cos(D_{00})} \frac{\tau_1 a^2 C}{\tau_2 2 \Delta\omega^2} \cdot \frac{(1 + p\tau_1)p}{1 + p \left[\tau_1 + \frac{1 + \frac{a^2 K^2 \tau_1}{2 \tau_2 \Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right] + p^2 \left[\frac{\tau_2 + \frac{a^2 K^2 \tau_1^2}{2 \tau_2 \Delta\omega^2}}{K \cos(D_{00})} \right]} \quad (35)$$

Резюме

Настоящий доклад занимается влиянием мешающих воздействий на схему ФАПЧ. Проводились приближенные расчеты для определения низкочастотных мешающих сигналов в случае немодулированной несущей и сигналов с угловой модуляцией. До сих пор не опубликованные результаты определяют возникающий постоянный фазовый сдвиг, значение низкочастотного переходного затухания и передаточную функцию, определяющую его динамику. Эти данные важны в схемах, следящих за несущей с большой спектральной чистотой и в маломощных демодуляторах ЧМ высокого качества.

Наконец автор выражает благодарность профессору, доктору технических наук К. Гехер за помощь в работе.

Литература

1. F. M. GARDNER: Phaselock Techniques. New York, Wiley, 1966.
2. A. J. VITERBI: Principles of Coherent Communication. New York, McGraw Hill, 1966.
3. J. KLAPPER, J. T. FRANKE: Phase-Locked and Frequency-Feedback Systems Principles and Techniques. Academic Press, New York and London, 1972.
4. В. И. ТИХОНОВ: Влияние флуктуаций на точность работы устройств синхронизации. Усп. Физ. Наук., 83, № 4., 1964, 665—694.
5. В. И. ТИХОНОВ: Работа фазовой автоподстройки частоты при наличии шумов. Автоматика и телемеханика, Т. XXI, № 3., 1960, 301—309.
6. W. C. LINDSEY: Nonlinear Analysis of Generalized Tracking Systems. Proc. of IEEE, Vol. 57., No. 10., Oct. 1969, pp. 1705—1722.
7. W. C. LINDSEY: Synchronization Systems in Communication and Control. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, 1972.
8. C. L. BRITT, D. F. PALMER: Effect of CW interference on narrow-band-second-order phase-lock loop. IEEE Trans. on AES, Vol. AES-3, No. 1., Jan. 1967.
9. F. S. КЕВЛАВИ: Unlock Behaviour of the Second Order Phase Locked Loop with and without Interfering Carriers, RCA Review, 28, No. 2., June 1967, pp. 277—296.
10. F. D. NATALI, W. J. WALBESSER: Interference Rejection in a Phase-Locked Loop with Decision Feedback. EASCON' 68 Record, published by IEEE Trans. on AES, pp. 187—192.
11. A. E. SMITH, R. S. JOHNSON: A Digital Simulation of a Carrier Demodulator / Tracking Phase-Locked Loop in a Noisy, Multipath Environment, EASCON' 68 Record, published by IEEE Trans. on AES, pp. 206—216.
12. L. SCHIFF: Burst Synchronization of Phase-Locked Loops. IEEE Trans. on COM., Vol. COM-21, No. 10, 1973, pp. 1091—1099.
13. B. N. BISWAS, S. K. RAY: Discrimination of a second order injection synchronized oscillator against interfering tones. IEEE Trans. on CAS, Vol. CAS-21, No. 3., May 1974, pp. 402—405.
14. L. E. ПАП: The Reduction of Pull-in Range in a Second Order Phase-Locked Loop in Presence of Interfering Carrier. Vyzkumna zpráva Z-657/A. Czechoslovak Academy of Sciences, Inst. of Radioengineering and Electronics, Praha, listopad 1974.

Л. Пап, Будапештский Технический Университет, Будапешт, Н-1521