

Анализ устойчивости синфазно-квадратурной петли обратной связи для линеаризации усилителей мощности

Р. Р. Фахрутдинов

При линеаризации усилителей мощности с использованием синфазно-квадратурной обратной связи степень подавления продуктов искажений, вносимых усилителем мощности, как и в других системах с обратной связью, определяется коэффициентом петлевого усиления. В состав системы линеаризации входит большое количество блоков с коэффициентом передачи и фазовой характеристикой, зависящей от частоты, которые оказывают существенное влияние на устойчивость системы. В статье представлен анализ устойчивости синфазно-квадратурной обратной связи по критерию Найквиста с линейной моделью усилителя мощности, а также анализ по критерию Попова для нелинейной модели усилителя мощности, исследовано влияние порядка, частоты среза и аппроксимации петлевого фильтра. Показано, что границы устойчивости, построенные с использованием критерия Найквиста и критерия Попова, для синфазно-квадратурной петли совпадают.

Ключевые слова: синфазно-квадратурная обратная связь, петлевое усиление, устойчивость, петлевой фильтр, критерий Найквиста, критерий Попова.

1. Введение

Работа со спектрально эффективными видами модуляции требует применения линейных усилителей мощности, поскольку продукты нелинейных искажений загрязняют спектр, что может привести к искажениям сигнала в соседних каналах. Кроме того, при приеме искаженного сигнала значительно повышается вероятность ошибки при приеме, а также излучение продуктов искажений снижает КПД передающего тракта, что имеет большое значение для мобильных малогабаритных устройств.

Одним из способов линеаризации усилителей мощности является синфазно-квадратурная обратная связь, представляющая собой систему с двумя преобразованиями частоты и вычислением предискаженного сигнала на частоте модулирующего сигнала [1].

Как и в других системах с обратной связью, коэффициент подавления продуктов искажений, вносимых усилителем мощности, прямо зависит от коэффициента петлевого усиления. Значение коэффициента петлевого усиления ограничено устойчивостью петли синфазно-квадратурной обратной связи (СКОС). В состав системы входит большое количество частотно-зависимых блоков, вносящих фазовые сдвиги. Кроме того, усилитель мощности также вносит фазовые искажения, в результате суммарный фазовый сдвиг на входах блока вычитания снижает устойчивость системы.

Таким образом, при проектировании СКОС для достижения эффективной линеаризации необходимо обеспечить максимально возможное значение петлевого усиления при сохранении устойчивости, для чего требуется провести оценку влияния параметров блоков, входящих в состав системы, на ее устойчивость.

2. Анализ устойчивости с линейной амплитудной характеристикой усилителя мощности

В рамках линейной модели усилитель мощности будет описываться линейной функцией, имеющей фазовые искажения, определяемые уровнем входного сигнала, которая является случайной величиной, и не имеющей амплитудных искажений.

Структура СКОС содержит в себе блоки преобразования частоты, а также 2 параллельных квадратурных канала на частоте модулирующего сигнала, поэтому для преобразования структуры СКОС в структуру для анализа устойчивости были приняты следующие допущения:

1. В диапазоне рабочих амплитуд смесители представляют собой линейные устройства с определенным коэффициентом передачи, который не зависит от частоты.

2. Считая, что блоки преобразования частоты и сумматоры являются линейными устройствами, а также сдвиг фазы между квадратурами равен точно 90° , параллельные каналы на частоте модулирующего сигнала объединены в один, работающий с комплексным сигналом $s(t)$:

$$s(t) = I(t) + jQ(t). \quad (1)$$

3. Ввиду большой электрической длины тракта общая вносимая петлевая задержка будет описываться как звено чистого запаздывания.

4. Считая усилитель мощности линейным устройством, блоки преобразования частоты линейными и независимыми от частоты, а уровень сигнала гетеродина неизменным, операция преобразования частоты была исключена из общей структуры.

5. Поскольку усилитель мощности работает со сравнительно узкополосным сигналом, имеющим ширину спектра, равную двум максимальным частотам модулирующего сигнала, для структуры без преобразования частоты, усилитель мощности также можно считать частотно-независимым.

С учетом сделанных допущений структура СКОС для анализа устойчивости приобретает вид, показанный на рис. 1.

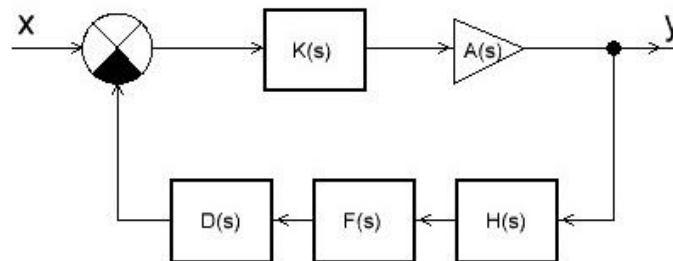


Рис. 1. Функциональная схема с линейной моделью усилителя мощности

Полученная функциональная схема содержит идеальный сумматор, блок, описывающий передаточную функцию прямого канала до усилителя мощности $K(s)$, усилитель мощности с передаточной функцией $A(s)$, блок, описывающий передаточную функцию аттенюаторов и масштабирующих усилителей канала обратной связи $H(s)$, блок петлевого фильтра $F(s)$, а также блок, описывающий задержку прохождения сигнала $D(s)$.

В соответствии с принятыми допущениями и теорией САУ [2, 3] передаточная функция СКОС будет описываться следующим выражением:

$$W(s) = \frac{W_{\Pi}(s)}{1 + W_{\Pi}(s)W_{\text{ОБ}}(s)} = \frac{K(s)A(s)}{1 + K(s)A(s)H(s)F(s)D(s)}, \quad (2)$$

где $W_{\Pi}(s)$ – общая передаточная функция прямого канала, $W_{\text{ОБ}}(s)$ – передаточная функция канала обратной связи.

Учитывая принятые допущения, передаточные функции блоков будут иметь следующий вид:

$$K(s) = \frac{k_{\text{пр}}}{1 + \tau_y s}, \quad (3)$$

где $k_{\text{пр}}$ – коэффициент передачи прямого тракта до усилителя мощности, τ_y – постоянная времени усилителя ошибки, являющегося звеном с наименьшим быстродействием:

$$H(s) = K_{\text{АТТ}} \cdot K_{\text{М}} = K_{\text{ОС}}, \quad (4)$$

где $K_{\text{АТТ}}$ – коэффициент передачи аттенюатора, $K_{\text{М}}$ – коэффициент передачи масштабирующего усилителя;

$$A(s) = g \cdot e^{-\sigma}, \quad (5)$$

где g – линейный коэффициент усиления усилителя мощности, σ – величина, описывающая максимальный фазовый сдвиг, вносимый усилителем мощности, с учетом узкополосности сигнала;

$$D(s) = e^{-\phi}, \quad (6)$$

где ϕ – фазовая ошибка в контуре обратной связи.

Подставив выражения (3)–(6) в (2), получим передаточную функцию СКОС:

$$W(s) = \frac{\frac{k_{\text{пр}}}{1 + \tau_y s} \cdot g \cdot e^{-\sigma}}{\frac{k_{\text{пр}}}{1 + \tau_y s} \cdot g \cdot e^{-\sigma} \cdot K_{\text{ОС}} \cdot F(s) \cdot e^{-\phi}}. \quad (7)$$

Учитывая отсутствие в схеме форсирующих звеньев [2], для оценки устойчивости целесообразно применить критерий Найквиста ввиду меньшего числа математических преобразований.

В соответствии с критерием Найквиста система считается устойчивой, если годограф разомкнутой системы пересекает ось вещественных чисел до точки -1, что будет соответствовать повороту фазы на угол $-\pi$ при коэффициенте передачи менее 1.

Для построения границы устойчивости по критерию Найквиста может быть составлена система уравнений:

$$\begin{cases} \text{Re}[W(j\omega)] = -1 \\ \text{Im}[W(j\omega)] = 0 \end{cases}. \quad (8)$$

Передаточная функция для случая петлевого фильтра первого порядка будет описываться выражением:

$$W(j\omega) = \frac{G \cdot e^{-j(\sigma + \phi)}}{(1 + j\omega\tau_y)(1 + j\omega\tau_1)}, \quad (9)$$

где τ_1 – постоянная времени фильтра, G – коэффициент петлевого усиления:

$$G = g \cdot K_{\text{ОС}} \cdot k_{\text{пр}}.$$

Коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания был принят равным 1, при этом ослабление, вносимое фильтром, учитывается в коэффициенте передачи контура обратной связи.

С учетом в схеме звена запаздывания вычисление границы устойчивости с помощью (8) будет крайне громоздким, поэтому целесообразно использовать способ, предложенный в [2], состоящий в разложении передаточной характеристики на составляющие запаздывания и остальные звенья.

Применяя данное разложение, составим уравнение:

$$\phi(W_{\text{И}}(j\omega)) = \pi - \gamma, \quad (10)$$

где $W_{\text{И}}(j\omega)$ – передаточная характеристика системы без учета звена запаздывания, γ – значение сдвига фазы в петле:

$$\gamma = \sigma + \phi.$$

Таким образом, полученное уравнение позволяет определить частоту, на которой фаза разомкнутой системы достигает значения π , с учетом внесенного усилителем мощности и контуром фазового сдвига. При этом вычисление фазовой характеристики для системы без звеньев чистого запаздывания значительно упрощается.

Максимальное значение петлевого усиления при этом может быть определено как:

$$G_{\text{MAX}} = \frac{1}{A(\omega_{\pi})}, \quad (11)$$

где $A(\omega_{\pi})$ – значение коэффициента передачи системы с единичным усилением на частоте достижения фазового сдвига π .

Передаточная характеристика для случая фильтра первого порядка без учета звена запаздывания будет иметь вид:

$$\begin{aligned} W1(j\omega) &= G \frac{1 - \omega^2(\tau_1 + \tau_y)}{(1 - \omega^2(\tau_1 + \tau_y))^2 + \omega^2\tau_1^2\tau_y^2} - jG \frac{\omega\tau_1\tau_y}{(1 - \omega^2(\tau_1 + \tau_y))^2 + \omega^2\tau_1^2\tau_y^2} = \\ &= G \frac{1 - \omega^2 K2}{(1 - \omega^2 K2)^2 + \omega^2 K1^2} - jG \frac{\omega K1}{(1 - \omega^2 K2)^2 + \omega^2 K1^2}, \end{aligned} \quad (12)$$

где $K1 = \tau_1 + \tau_y$ и $K2 = \tau_1\tau_y$ – коэффициенты полинома.

Подставляя выраженные части (12) в (10), получим уравнение:

$$-\arctg \left[\frac{\omega K1}{1 - \omega^2 K2} \right] = \pi - \gamma, \quad (13)$$

которое может быть преобразовано к квадратному:

$$tg(\varepsilon)K2\omega^2 - K1\omega - tg(\varepsilon) = 0, \quad (14)$$

где

$$\varepsilon = \pi - \gamma.$$

Используя положительный корень уравнения, значение петлевого усиления на границе устойчивости определим как:

$$G_{\text{MAX}} = \frac{(1 - \omega^2 K2)^2 + \omega^2 K1^2}{\sqrt{(1 - \omega^2 K2)^2 + \omega^2 K1^2}}. \quad (15)$$

Для определения границ устойчивости системы при помощи выражений (14) и (15) требуются только значения постоянных времени фильтра и усилителя ошибки.

В качестве тракта для получения количественных значений петлевого усиления и фазовой ошибки на границе устойчивости был принят тракт, осуществляющий передачу сигнала с символьной скоростью 2.4 кбод/с, частота среза петлевого фильтра в данном случае будет составлять 20 кГц, постоянная фильтра соответственно $7.958 \cdot 10^{-6}$ с. Указанная частота среза позволяет отфильтровать внесенные смесителем при преобразовании частоты спектральные составляющие без ослабления высокочастотных составляющих полезного сигнала. Для типичного операционного усилителя, который может использоваться как усилитель ошибки, постоянная времени составит $2.78 \cdot 10^{-7}$ с.

Подставляя значения постоянных времени в (14) и (15), для усилителя, работающего в режиме А, который имеет максимальный сдвиг фазы, вызванный фазовыми искажениями 20° , может быть получена граница устойчивости, зависящая от фазового сдвига в петле обратной связи и значения петлевого усиления.

На рис. 2 представлена граница устойчивости для СКОС с петлевым фильтром первого порядка.

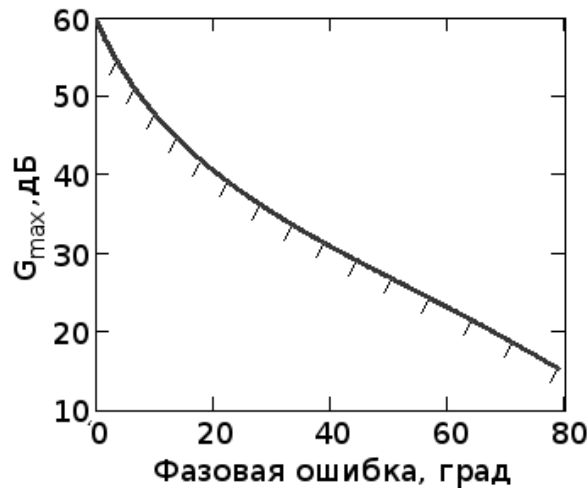


Рис. 2. Граница устойчивости в зависимости от фазовой ошибки и петлевого усиления фильтра 1-го порядка

Как можно видеть, петлевое усиление может иметь конечное значение, равное 60 дБ при нулевом фазовом сдвиге.

При использовании усилителя мощности, работающего в режиме АВ, максимальный сдвиг фазы которого может достигать 40°, необходимо сдвинуть график на соответствующее значение, в результате максимальное петлевое усиление составит 30 дБ.

Для определения границ устойчивости с фильтрами высоких порядков выражения (14) и (15) в общем виде могут быть представлены как:

$$-tg(\varepsilon) - K1\omega + tg(\varepsilon)K2\omega^2 + K3\omega^3 + \dots + (-1)^{\frac{n-1}{2}} Kn \cdot \omega^n + (-1)^{\frac{m}{2}} tg(\varepsilon)Km \cdot \omega^m = 0; \quad (16)$$

$$G_{MAX} = \frac{\left(1 - tg(\varepsilon)K2\omega^2 + \dots + (-1)^{\frac{m}{2}} tg(\varepsilon)Km \cdot \omega^m \right)^2 + \left(\omega K1 + \dots + (-1)^{\frac{n-1}{2}} Kn \cdot \omega^n \right)^2}{\sqrt{\left(1 - tg(\varepsilon)K2\omega^2 + \dots + (-1)^{\frac{m}{2}} tg(\varepsilon)Km \cdot \omega^m \right)^2 + \left(\omega K1 + \dots + (-1)^{\frac{n-1}{2}} Kn \cdot \omega^n \right)^2}}, \quad (17)$$

где n – нечетные коэффициенты, m – четные коэффициенты.

В табл. 1 сведены значения коэффициентов $K1-K4$ для фильтров 1–3 порядков.

В данной таблице $a1 \dots a2$ и $b1 \dots b2$ – ненормированные коэффициенты полиномов звеньев фильтров, приведенные в справочниках для фильтров, имеющих различную аппроксимацию.

Для случая усилителя мощности, работающего в режиме А, с максимальной фазовой ошибкой 20° были построены границы устойчивости при работе с петлевым фильтром 2-го и 3-го порядков, которые приведены на рис. 3.

Таблица 1. Значения коэффициентов полиномов передаточной функции

$K \backslash n$	1	2	3
$K1$	$a1 + \tau_y$	$a1 + \tau_y$	$a1 + a2 + \tau_y$
$K2$	$a1\tau_y$	$b1 + a1\tau_y$	$b2 + a2(a1 + \tau_y) + a1\tau_y$
$K3$	-	$b1\tau_y$	$b2(a1 + \tau_y) + a1a2\tau_y$
$K4$	-	-	$a1b2\tau_y$

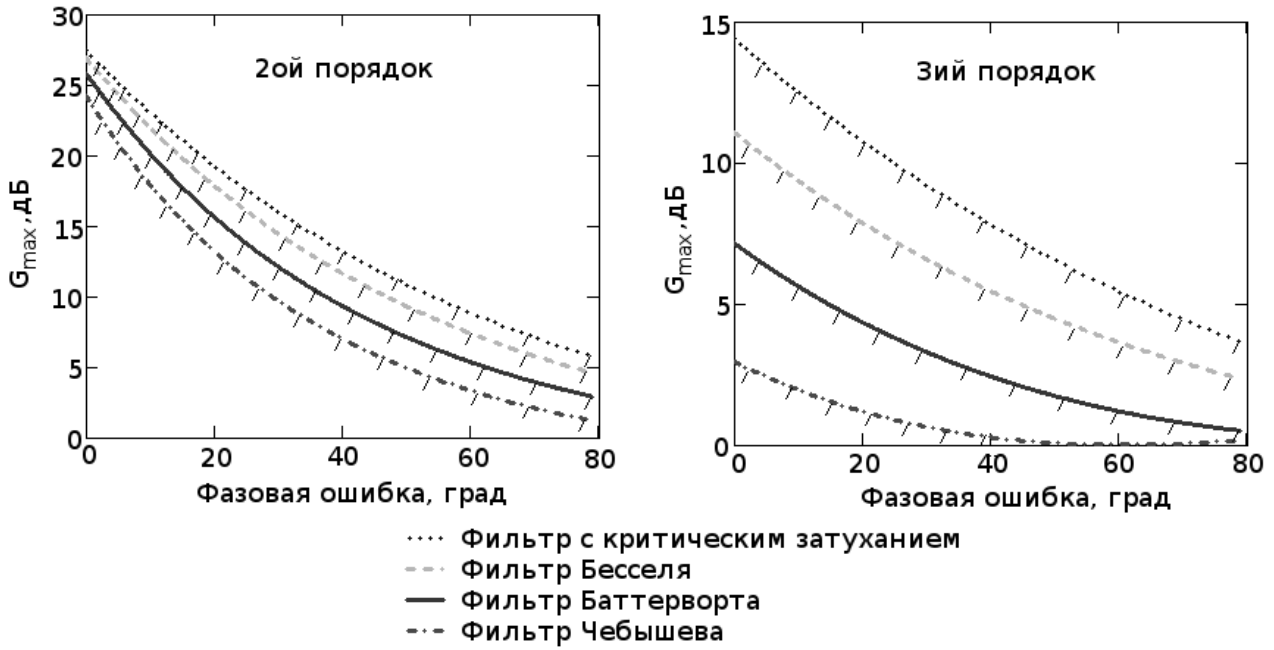


Рис. 3. Границы устойчивости в зависимости от фазовой ошибки и петлевого усиления для фильтров 2-го и 3-го порядка

Полученные результаты показывают значительное снижение максимального петлевого усиления при увеличении порядка фильтра, при этом четко прослеживается зависимость коэффициента от крутизны перехода от полосы пропускания к полосе задерживания. Исходя из этого можно сделать вывод, что системы, имеющие фильтр с критическим затуханием, будут иметь лучшие показатели устойчивости в сравнении с системами, имеющими фильтры с аппроксимациями Бесселя, Баттерворта или Чебышева. Причем для последнего характерно снижение максимального усиления системы при больших амплитудах пульсации в полосе пропускания или задерживания, что связано с большим поворотом фазы.

Используя в качестве переменной постоянную времени фильтра в выражениях (14) и (15), можно получить границу области устойчивости в зависимости от петлевого усиления и частоты среза фильтра.

Граница устойчивости для фильтра 1-го порядка при минимальном фазовом сдвиге 10° для усилителя с нулевыми фазовыми искажениями приведена на рис. 4.

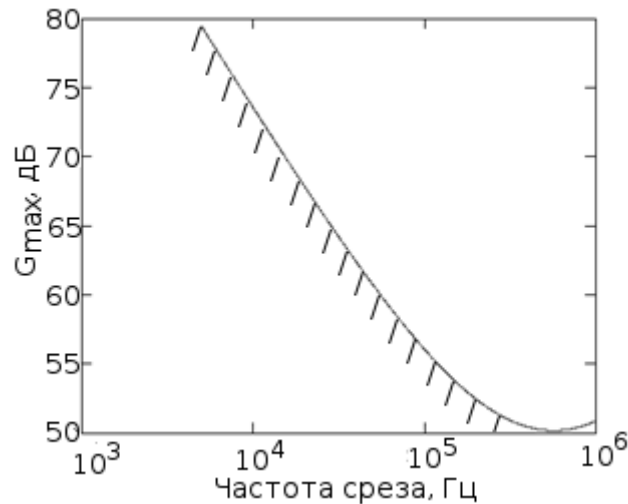


Рис. 4. Граница устойчивости в зависимости от петлевого усиления и частоты среза петлевого фильтра

Со снижением частоты среза максимальное усиление, при котором СКОС будет сохранять устойчивость, возрастает, при этом наблюдается минимум на частоте, близкой к частоте среза усилителя ошибки, где петлевой фильтр с усилителем будут формировать фильтр 2-го порядка.

Данная зависимость показывает, что, работая с узкополосными сигналами, может быть достигнуто большее петлевое усиление, а следовательно, большая эффективность линейризации.

Из зависимостей, представленных на рис. 2 и 4, следует, что при частоте среза петлевого фильтра 20 кГц и фазовой ошибке на входах вычитателя, не превышающей 10° , коэффициент петлевого усиления может быть более 45 дБ. При увеличении частоты среза фильтра до 100 кГц для сохранения устойчивости петлевое усиление должно быть снижено на 10 дБ, что приведет к ухудшению подавления продуктов искажений также приблизительно на 10 дБ.

3. Нелинейная модель синфазно-квадратурной обратной связи

Нелинейная модель СКОС содержит усилитель мощности, имеющий помимо фазовых искажений амплитудные, поэтому для оценки устойчивости нелинейной системы необходимо провести линейризацию нелинейных блоков либо использовать критерии устойчивости для нелинейных систем.

В данном случае целесообразно использование критериев устойчивости нелинейных систем, в частности критерий устойчивости В. М. Попова [4]. Согласно [3] для использования критерия Попова необходимо выполнение следующих условий:

- структурная схема должна быть типовой;
- характеристика нелинейного элемента должна быть однозначной;
- линейная часть должна быть устойчивой;
- характеристика нелинейного элемента должна принадлежать сектору, ограниченному линейной функцией $y = kx$, при этом должно выполняться условие $0 \leq f_H(x) \leq kx$, где $f_H(x)$ – характеристика нелинейного элемента.

Учитывая допущения, принятые при анализе линейной модели, в части линейности характеристик смесителей, точного формирования квадратур гетеродина, а также узкополосности сигнала, единственным нелинейным элементом будет усилитель мощности.

Допущение о линейности смесителей в рамках нелинейной модели обусловлено крайне низкой эффективностью подавления продуктов искажений при работе смесителей в нелинейном режиме [5–7], поэтому следует избегать режимов работы, при которых смесители будут иметь нелинейную характеристику при проектировании системы.

Для описания амплитудных свойств усилителя мощности может быть использована полиномиальная модель, предложенная в [8]:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 10U_{\text{ВХ}} - 1.5U_{\text{ВХ}}^2 - 2.2U_{\text{ВХ}}^3. \quad (18)$$

Следует отметить, что в случае анализа нелинейных свойств реальных усилителей мощности значения коэффициентов полинома перед членами высоких порядков по модулю не имеют большого значения, так как малосигнальное усиление, как правило, всегда выше коэффициента усиления на большом сигнале. Таким образом, характеристика нелинейного элемента (НЭ) всегда будет принадлежать сектору $k_1 \cdot x$, где k_1 – коэффициент полинома перед членом первой степени.

Согласно критерию Попова система является устойчивой, если выполняется следующее неравенство:

$$\operatorname{Re} \left[(1 + j\omega\alpha) \cdot W_{\text{Л}}(j\omega) + \frac{1}{k_1} \right] > 0, \quad (19)$$

где α – произвольное вещественное число, k_1 – тангенс угла наклона прямой, ограничивающей сектор с характеристикой НЭ.

Графически выполнение критерия сводится к следующему [3]: годограф модифицированной передаточной функции линейной части системы $W_L^*(j\omega) = \text{Re}[j\omega] + j\omega\text{Im}[j\omega]$ должен располагаться правее прямой, проведенной через точку $-1/k_1$ под любым углом, равным α .

Для упрощения анализа функциональная схема блока была преобразована, как показано на рис. 5.

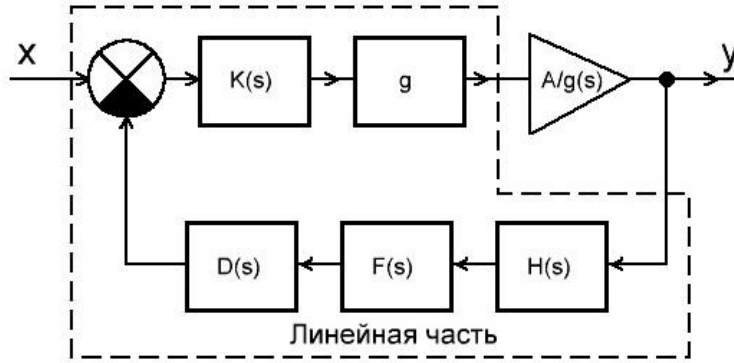


Рис. 5. Модифицированная функциональная схема

В функциональную схему был добавлен блок g , описывающий малосигнальный коэффициент усиления усилителя мощности. Добавление блока с коэффициентом передачи g позволяет получить нормированную характеристику НЭ:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВХ}}(t) - \frac{k_2}{g} U_{\text{ВХ}}^2(t) - \frac{k_3}{g} U_{\text{ВХ}}^3(t), \quad (20)$$

где k_2 и k_3 – коэффициенты членов полинома второй и третьей степени.

В результате функция НЭ будет принадлежать сектору, ограниченному прямой под углом 45° , т.к. $k_1 = 1$, а коэффициент передачи линейной части системы будет равен коэффициенту петлевого усиления линейной модели G . Линейная часть будет описываться выражением (9).

С учетом модификации схемы и введения нормированной передаточной функции НЭ, а также отсутствия форсирующих звеньев нахождение границ устойчивости будет сводиться к решению системы уравнения:

$$\begin{cases} \text{Re}[W_L^*(j\omega)] = -1 \\ \text{Im}[W_L^*(j\omega)] = 0 \end{cases} \quad (21)$$

Вещественная и мнимая части модифицированной передаточной функции линейной части системы будут описываться следующими выражениями:

$$\text{Re}[W_L^*(j\omega)] = G \frac{\cos(\gamma) - \cos(\gamma) \cdot K_2 \cdot \omega^2 - \sin(\gamma) \cdot K_1 \cdot \omega}{(1 - K_2 \cdot \omega^2)^2 + \omega^2 \cdot K_1}; \quad (22)$$

$$\text{Im}[W_L^*(j\omega)] = G \cdot \alpha \frac{\cos(\gamma) \cdot K_1 \cdot \omega^2 + \sin(\gamma) \cdot \omega - \sin(\gamma) \cdot K_2 \cdot \omega^3}{(1 - K_2 \cdot \omega^2)^2 + \omega^2 \cdot K_1}, \quad (23)$$

где K_1 и K_2 – коэффициенты полинома, приведенные в табл. 1.

Таким образом, для нахождения границы устойчивости необходимо найти частоту пересечения оси вещественных чисел модифицированной передаточной функции линейной части путем решения уравнения третьей степени с коэффициентами полинома $[-\alpha \sin(\gamma)K_2; \alpha \cos(\gamma)K_1; \alpha \sin(\gamma); 0]$ для произвольного α , а затем определить максимальное петлевое усиление из выражения (17).

В качестве тракта для анализа по критерию Попова был использован тракт, применявшийся при анализе по критерию Найквиста: символьная скорость 2.4 кбод/с, частота среза петлевого фильтра 20 кГц, постоянная времени $7.958 \cdot 10^{-6}$ с, постоянная времени усилителя ошибки $2.78 \cdot 10^{-7}$ с.

Граница устойчивости по критерию Попова представлена на рис. 6. На графике сплошной линией обозначена граница устойчивости для линейной модели системы, а прерывистой – для нелинейной.

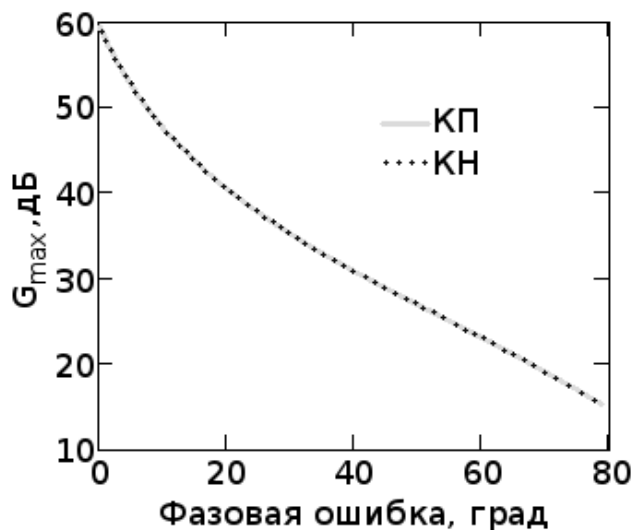


Рис. 6. Границы устойчивости для нелинейной системы по критерию Попова (КП) и линейной системы по критерию Найквиста (КН)

Полученные границы устойчивости полностью совпадают, поскольку характеристика нелинейного усилителя мощности отклоняется от линейной малосигнальной характеристики во всем диапазоне входных напряжений, причем при увеличении амплитуды отклонение увеличивается, а коэффициент усиления уменьшается.

На рис. 7 представлены годографы системы на границе устойчивости с линейной и нелинейной моделью.

Как можно видеть из рис. 7, годографы линейной разомкнутой системы и линейной части нелинейной системы пересекают ось вещественных чисел в одной точке при возможности введения нормированной характеристики нелинейного элемента, что подтверждает справедливость применения системы уравнений (16), (17). При этом в точке пересечения может быть проведена прямая под некоторым углом α .

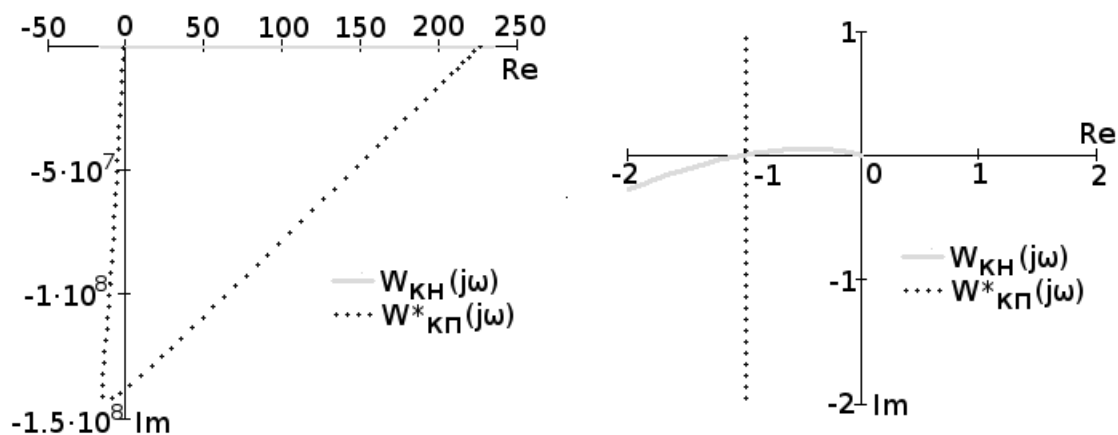


Рис. 7. Годограф систем на границе устойчивости

На рис. 8 представлено графическое решение уравнения (19).

Как показано на рис. 8, при α , находящемся в пределах 880000...883500, неравенство Попова выполняется, следовательно, нелинейная система СКОС будет устойчивой.

Таким образом, если линейная модель, описывающая систему СКОС с фазовыми искажениями, будет находиться в области устойчивой работы, то нелинейная модель, учитывающая помимо фазовых искажений амплитудные искажения, также будет устойчива.

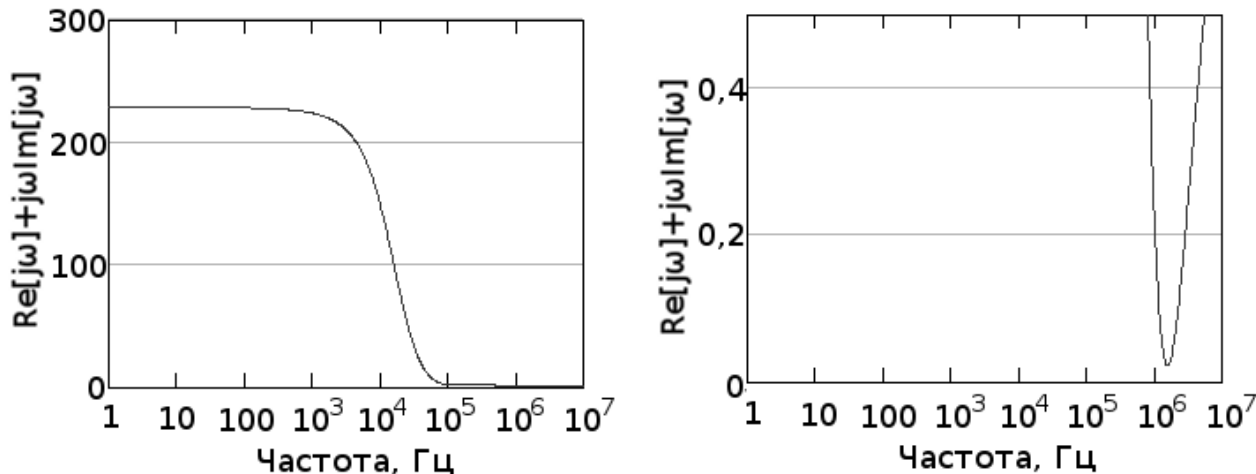


Рис. 8. Графическое решение неравенства Попова

4. Заключение

Для обеспечения устойчивости, а также большего коэффициента петлевого усиления, с целью получения эффективного подавления продуктов искажений, необходимо применение петлевых фильтров первого порядка с как можно меньшей частотой среза, минимально необходимой для пропускания спектра модулирующего сигнала, а также обеспечение минимальной фазовой ошибки между исходным и демодулированным сигналами на входах усилителя ошибки путем применения систем автоматической подстройки фазы.

Учитывая влияние ширины полосы пропускания фильтра низшего порядка, применение сигналов с широким спектром увеличит значимость частотных свойств усилителя мощности, что, в свою очередь, добавит дополнительный полюс в передаточную характеристику всей системы, в результате для обеспечения устойчивой работы СКОС коэффициент петлевого усиления потребуется дополнительно снижать. Так, при частоте среза петлевого фильтра 20 кГц и фазовой ошибке на входах вычитателя, не превышающей 10° , коэффициент петлевого усиления может быть более 45 дБ; при увеличении частоты среза фильтра до 100 кГц для сохранения устойчивости петлевое усиление должно быть снижено на 10 дБ, что приведет к ухудшению подавления продуктов искажений также приблизительно на 10 дБ.

Граница устойчивости, построенная по критерию Попова, полностью совпадает с границей устойчивости, построенной по критерию Найквиста, так как коэффициент усиления при малом сигнале, определяющий наклон прямой, ограничивающий сектор характеристики нелинейного усилителя мощности, при анализе по критерию Попова равен линейному коэффициенту усиления в модели, используемой для анализа по критерию Найквиста. Следовательно, зависимости устойчивости от ширины спектра сигнала или порядка применяемых фильтров также справедливы для нелинейной системы, поскольку в представленных моделях линейная часть схемы описывается одной и той же передаточной функцией.

Литература

1. *Briffa M. A. Linearization of RF Power Amplifiers // PhD thesis, Melbourne, Australia. 1996. 195 p.*
2. *Коновалов Б. И., Лебедев Ю. М. Теория автоматического управления: учебное пособие. Томск: Факультет дистанционного обучения, ТУСУР, 2010. 162 с.*
3. *Яковлева Е. М., Замятин С. В. Курсовое проектирование по теории автоматического управления: учебное пособие. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2010. 106 с.*
4. *Попов Е. П. Теория нелинейных систем автоматического регулирования и управления: учебное пособие. М.: Наука, 1988. 256 с.*
5. *Dawson J. L, Lee T. H. Feedback Linearization of RF Power Amplifiers. Kluwer Academic Publishers New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow. 2004. P. 134.*
6. *Молодцов А. С., Косых А. В. Анализ работы декартовой (cartesian) системы обратной связи в радиочастотных усилителях мощности // Омский научный вестник. 2013. № 2 (120). С. 312–314.*
7. *Ohishi Y., Minowa M., Fukuda E., Takano T. Cartesian feedback amplifier with soft landing // Proc. Third IEEE International Symposium Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 1992. P. 402–406.*
8. *Wood J. Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers. Artech house. London, 2014. P. 109.*

*Статья поступила в редакцию 01.04.2020;
переработанный вариант – 14.09.2020.*

Фахрутдинов Родион Ренатович

аспирант каф. РТУиСД, м.н.с. НИИРП ОмГТУ (644050, Омск, пр. Мира, 11),
e-mail: nopr_11@mail.ru.

The cartesian feedback loop stability analysis for power amplifiers linearization

R. Fakhrutdinov

When linearizing power amplifiers using cartesian feedback, the power amplifier distortion products suppression degree, as in other feedback systems, is determined by the loop gain. The linearization system includes a large number of blocks with a frequency dependent gain and a phase, which have a significant effect on the system stability. The article presents the cartesian feedback stability by the Nyquist criterion with the power amplifier linear model, as well as analysis by the Popov criterion for the power amplifier nonlinear model. The influence of the loop filter order, cutoff frequency, and approximation is investigated. It is shown that the stability boundaries constructed by using the Nyquist criterion and the Popov criterion for the cartesian loop coincide.

Keywords: cartesian feedback, loop gain, stability, loop filter, Nyquist criterion, Popov criterion.