

онального диагностирования. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 132 с.

4. Щербakov Н.С., Подкопаев Б.П. Структурная теория аппаратного контроля цифровых автоматов. М.: Машиностроение, 1982. 191 с.

N. E. Lipakov
JSC "VNIIRA" (Saint-Petersburg)
V. K. Orlov, B. P. Podkopaev
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

A special case of nodes with the restoration – failover nodes having in its composition tools for functional diagnosis is considered. It is marked that creation of such node is reduced to synthesis of an failure sensitivity unit consisted on non-redundant part and diagnostic module. Variant of implementation of the specified module are given. The choice of preferred (holomorphic) choice is illustrated by an example.

Restoration, failover, failure sensitivity, functional diagnosing, redundancy, diagnostic module, homomorphism

Статья поступила в редакцию 18 апреля 2014 г.

УДК 621.372.543.2

С. А. Кершис
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Фазочастотные характеристики каналов диплексера на паре фильтров высоких и низких частот с кауэровской аппроксимацией амплитудно-частотной характеристики¹

Рассмотрены фазочастотные характеристики каналов диплексера на паре идеальных фильтров нижних и верхних частот с кауэровской аппроксимацией амплитудно-частотной характеристики. Исследовано поведение характеристики в полосе пропускания, стыковки и задерживания. Аналитически получена зависимость максимального значения фазового сдвига от ширины области стыковки каналов диплексера, а также от уровня их развязки.

Диплексер, идеальные фильтры высоких и нижних частот с кауэровской аппроксимацией АЧХ, области стыковки, ФЧХ каналов диплексера

В современных многодиапазонных системах связи, какими являются мобильная связь GSM, беспроводные локальные сети WLAN 902.11 a/b/c/n, стандарты прямой передачи данных Bluetooth, протоколы передачи наземного цифрового телевидения первого и второго поколений DVB T/T2, спутниковые системы навигации GPS/ГЛОНАСС/Galileo и др., применяются приемные устройства, работающие сразу в нескольких диапазонах, в состав антенно-фидерного тракта которых входят частотно-разделительные устройства (мультиплексеры) и многополосные фильтры. В работах [1]–[3] предложены СВЧ-диплексеры на паре широкополосных фильтров нижних частот (ФНЧ) и фильтров верхних частот

(ФВЧ), которые могут быть использованы в аппаратуре потребителей спутниковой радионавигации ГЛОНАСС для разделения сигналов поддиапазонов L1 и L2. Диплексеры обладают высокой избирательностью в силу наличия контролируемых нулей передачи в полосе задерживания фильтров, причем нули в процессе синтеза фильтров можно располагать непосредственно на центральных частотах поддиапазонов L1 и L2, добиваясь высокой степени развязки каналов диплексера друг с другом. Потери в каналах диплексеров не превышают 2 дБ, что крайне важно для спутниковых навигационных систем, где мощность сигнала в приемной антенне находится на грани чувствительности приемного устройства.

¹ Статья выполнена в рамках работы "Проведение научно-исследовательских работ" базовой части Государственного задания Минобрнауки России № 2014/187 (код проекта 1031).

Поскольку в системе ГЛОНАСС используется частотное разделение каналов, по которым осуществляется связь с отдельными спутниками, а расстояние до них на приемной стороне определяется по задержке сигналов, важной задачей является исследование линейности фазочастотных характеристик (ФЧХ) каналов дуплекера на паре ФНЧ и ФВЧ. Это задача актуальна также для систем цифрового телевидения DVB T/T2, где используются сложные виды амплитудно-фазовой модуляции с уплотнением спектра.

Фазочастотные характеристики каналов дуплекера с кауэровской аппроксимацией амплитудно-частотных характеристик фильтров. Для удобства исследований реальные характеристики фильтров или дуплекера аппроксимируем кусочно-линейными функциями. На рис. 1 представлена аппроксимация АЧХ фильтрового дуплекера на паре двух фильтров: ФВЧ (характеристика $|S_{21}|$) и ФНЧ (характеристика $|S_{31}|$) в линейном (рис. 1, а) и в логарифмическом (рис. 1, б) масштабах. АЧХ представляют частотные функции затухания $A = \ln(U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ВЫХ}})$, измеряемого в неперях (Нп), где $U_{\text{ВХ}}$ – амплитуда сигнала на входе дуплекера; $U_{\text{ВЫХ}}$ – амплитуда сигнала на выходе соответствующего канала дуплекера. Близкие к представленным АЧХ обеспечивают фильтры Кауэра с бесконечным числом реактивных элементов.

На рис. 1, а можно выделить три характерные области, которые будут учитываться при анализе ФЧХ. Первая и третья области (выделены заливкой) – полосы пропускания, где потери теоретически должны отсутствовать (коэффициент передачи ФНЧ или ФВЧ равен 1). Граничными частотами полос пропускания являются f_1 для ФНЧ и f_2 для ФВЧ. Вторая (незалитая) область – область стыковки, в центре которой расположена

частота стыковки АЧХ $f_{\text{СТ}}$. На этой частоте зависимости модулей коэффициентов передачи $|S_{21}|$ и $|S_{31}|$ пересекаются на уровне 0.5. Развязка каналов характеризуется элементами матрицы $|S_{23}| = |S_{32}|$. Для идеальных фильтров без потерь коэффициент развязки $|S_{23}| = |S_{32}| \rightarrow 0$ и имеет постоянное значение.

На рис. 1, б АЧХ представлена как зависимость $\Delta A(v)$, где $\Delta A = A - A_a$ (A – значение затухания на текущей частоте ω ; A_a – значение затухания на частоте ω_a , на которой определяется значение фазы); $v = \ln(\omega/\omega_a)$. На рис. 1, б частота ω_a располагается в области стыковки $\omega_a \in [\omega_1, \omega_2]$. Тогда именно поэтому $v_1 = \ln(\omega_1/\omega_a) \leq 0$ и $v_2 = \ln(\omega_2/\omega_a) \geq 0$, где $\omega_1 = 2\pi f_1$; $\omega_2 = 2\pi f_2$.

Согласно [4] у минимально-фазовых цепей, какими, как правило, являются полиномиальные фильтры, фазовая характеристика B_a и амплитудная характеристика передачи связаны равенством

$$B_a = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dA(v)}{dv} \ln \left(\operatorname{cth} \left| \frac{v}{2} \right| \right) dv, \quad (1)$$

где B_a – значение фазы при затухании A_a на частоте ω_a .

Выражение (1) справедливо, если затухание и частота выражены в логарифмическом масштабе (см. рис. 1, б). Интеграл в (1) равен нулю на интервалах $v \in (-\infty; v_1]$ и $v \in [v_2; \infty)$ и отличен от нуля лишь в области стыковки.

Запишем выражение для ФЧХ нижнечастотного канала дуплекера в области стыковки (см. рис. 1, б). Область интегрирования целесообразно разбить на два участка, в пределах которых частота v сохраняет знак, что позволяет исключить знак модуля в (1).

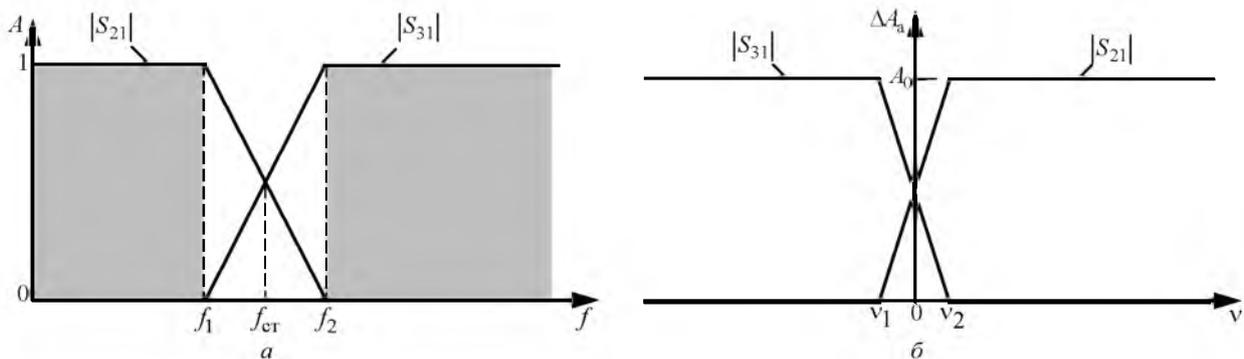


Рис. 1

Тогда выражение для ФЧХ можно записать в виде

$$B_a(\omega_a) = \frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times \left[\int_{-v_1}^0 \ln \left[\operatorname{cth} \left(\frac{-v}{2} \right) \right] dv + \int_0^{v_2} \ln \left[\operatorname{cth} \left(\frac{v}{2} \right) \right] dv \right], \quad (2)$$

где коэффициент $A_0/\ln(\omega_2/\omega_1) = dA(v)/dv$.

Для первого интеграла выполним замену переменной интегрирования: $x_1 = \omega/\omega_a = e^v$; $dv = dx_1/x_1$. При этом интеграл берется в пределах $x_1 \in [\omega_1/\omega_a, 1)$. Для второго интеграла введем замену переменной интегрирования: $x_2 = \omega_a/\omega = e^{-v}$; $dv = -dx_2/x_2$, $x_2 \in [1, \omega_a/\omega_2)$. В результате подынтегральная функция примет вид

$$\operatorname{cth} \left(\frac{v}{2} \right) = \frac{1+e^{-v}}{1-e^{-v}} = \frac{1+x}{1-x}, \quad (3)$$

а выражение (2) запишется в виде

$$B_a(\omega_a) = -\frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times \left[\int_{\omega_1/\omega_a}^1 \ln \left(\frac{1+x}{1-x} \right) \frac{1}{x} dx + \int_1^{\omega_a/\omega_2} \ln \left(\frac{1+x}{1-x} \right) \frac{1}{x} dx \right]. \quad (4)$$

Используя таблицу интегралов и разложение простых функций в степенной ряд [5], выражения (3) и (4) можно записать в виде

$$B_a(\omega_a) = -\frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times \left\{ 2F(1) - [F(\omega_1/\omega_a) + F(\omega_a/\omega_2)] \right\},$$

где

$$F(x) = \int \ln \left(\frac{1+x}{1-x} \right) \frac{dx}{x} = 2 \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^{2k+1}}{(2k+1)^2}.$$

Учитывая, что $F(1) = \pi^2/4$, окончательно имеем:

$$B_a(\omega_a) = -\frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times \left\{ \frac{\pi^2}{2} - [F(\omega_1/\omega_a) + F(\omega_a/\omega_2)] \right\}.$$

Полученное выражение описывает ход ФЧХ нижнечастотного канала диплексера в полосе стыковки. Чтобы найти ФЧХ в полосах пропуска-

ния и задерживания, нужно проделать аналогичные математические выкладки. Опустив их и заменив $\omega_a \rightarrow \omega$, а $B_a(\omega_a) \rightarrow \varphi_{21}(\omega)$, запишем выражения для ФЧХ коэффициента передачи S_{21} во всей полосе частот:

$$\varphi_{21}(\omega) = \begin{cases} \frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times [F(\omega/\omega_2) - F(\omega/\omega_1)], & \omega \in [0, \omega_1); \\ -\frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times \left\{ \frac{\pi^2}{2} - [F(\omega_1/\omega) + F(\omega/\omega_2)] \right\}, & \omega \in [\omega_1, \omega_2); \\ \frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times [F(\omega_1/\omega) - F(\omega_2/\omega)], & \omega \in [\omega_2, \infty). \end{cases} \quad (5)$$

Так как ФВЧ и ФНЧ взаимно дуальны, их фазочастотные характеристики равны по модулю, но противоположны по знаку. Это позволяет для высокочастотного канала диплексера записать ФЧХ во всех областях частот, исходя из (5):

$$\varphi_{31}(\omega) = \begin{cases} -\frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times [F(\omega/\omega_2) - F(\omega/\omega_1)], & \omega \in [0, \omega_1); \\ \frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times \left\{ \frac{\pi^2}{2} - [F(\omega_1/\omega) + F(\omega/\omega_2)] \right\}, & \omega \in [\omega_1, \omega_2); \\ -\frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times [F(\omega_1/\omega) - F(\omega_2/\omega)], & \omega \in [\omega_2, \infty). \end{cases} \quad (6)$$

Результаты расчета ФЧХ нижнечастотного и высокочастотного каналов диплексера по формулам (5) и (6) при частотах среза ФНЧ $f_1 = 400$ МГц и ФВЧ $f_2 = 600$ МГц представлены на рис. 2, а и б соответственно. На них заливкой выделена область стыковки, которая ограничена указанными частотами среза (см. рис. 1, а). Скачок затухания составляет 30 дБ по мощности, что эквивалентно $A_0 = 3.454$ Нп по напряжению.

Найдем точки экстремума ФЧХ каналов в области стыковки. Для этого определим производ-

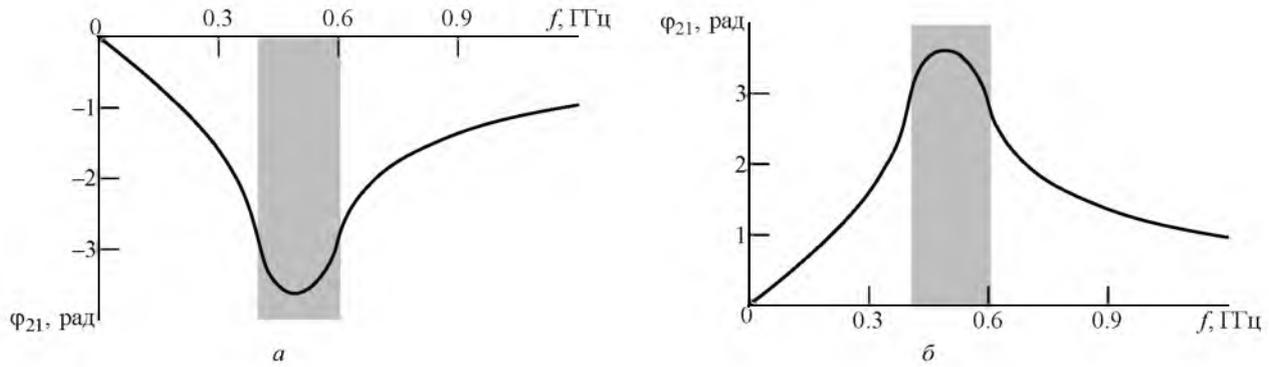


Рис. 2

ные функций $\varphi_{21}(\omega)$ или $\varphi_{31}(\omega)$ на участке $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ и приравняем их нулю. Так как производные по модулю равны и противоположны по знаку, достаточно определить точку экстремума для одной из них, например для $\varphi_{21}(\omega)$. Используя теорему о производной интеграла по верхнему пределу

$$d \left[\int_a^{f(x)} S(t) dt \right] / d[f(x)] = S[f(x)] \frac{df(x)}{dx},$$

определим частоту экстремума из уравнения

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{21}(\omega)}{d\omega} &= \\ &= -\frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)\omega} \left[\ln\left(-\frac{\omega + \omega_2}{\omega - \omega_2}\right) - \ln\left(\frac{\omega + \omega_1}{\omega - \omega_1}\right) \right] = 0. \end{aligned}$$

Решением этого уравнения является частота стыковки АЧХ:

$$\omega_{\text{СТ}} = \sqrt{\omega_1\omega_2}; \quad f_{\text{СТ}} = \sqrt{f_1f_2}.$$

Для рассматриваемого примера

$$f_{\text{СТ}} = \sqrt{400 \cdot 600} \cong 490 \text{ МГц.}$$

Максимальное по модулю значение фазового сдвига составит

$$\begin{aligned} |\varphi_{\text{max}}(S_{21})| &= \frac{A_0}{\pi \ln(\omega_2/\omega_1)} \times \\ &\times \left[\frac{\pi^2}{2} - 2F\left(\sqrt{\frac{\omega_1}{\omega_2}}\right) \right] = 3.618 \text{ рад.} \end{aligned}$$

Сравним ФЧХ в полосе пропускания отдельного фильтра, например ФНЧ, и его же в составе дуплекера. Результаты расчета ФЧХ при том же порядке фильтра и значении частоты среза представлены на рис. 3 (1 – ФЧХ нижнечастотного канала дуплекера, 2 – ФЧХ того же фильтра, взятого отдельно). Как видно, линейная часть

ФЧХ в составе дуплекера заведомо уже, чем у его образующего фильтра. Это связано с тем, что вблизи частоты среза начинает сказываться влияние высокочастотного канала дуплекера, компенсирующее нарастание затухания ФНЧ. Влияние второго канала тем больше, чем выше уровень затухания в полосе задерживания.

Полученные результаты позволяют сделать ряд важных выводов. Во-первых, максимальное по модулю значение фазового сдвига в каналах дуплекера достигается на частоте стыковки $f_{\text{СТ}}$ и зависит от ширины области стыковки и максимального затухания в полосах задерживания. Во-вторых, стремление обеспечить максимальную развязку каналов друг с другом ($|S_{23}| \rightarrow 0$), для чего необходимо увеличить уровень затухания в полосах задерживания фильтров ($A_0 \rightarrow \infty$), приводит к резкому возрастанию максимального значения ФЧХ и ее неравномерности. В-третьих, граничные частоты каналов должны по возможности быть разнесены по оси частот, поскольку их близость друг с другом будет неизбежно приводить к увеличению неравномерности ФЧХ.

Дуплекер на паре ФНЧ и ФВЧ является перспективным устройством для разделения сигналов двухдиапазонных широкополосных систем. Потенциально он может быть использован не только в системах спутниковой радионавигации, но и в системах, поддерживающих сложные виды ам-

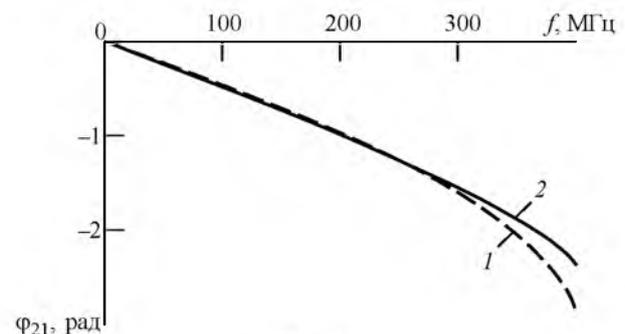


Рис. 3

плитудно-фазовой модуляции, где требуется отсутствие фазовых искажений при заданном по-

рядке подавления внеполосных сигналов в полосах задерживания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Миниатюрные диплексеры и фильтры для аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем Глонасс и GPS / О. А. Бабушкина, А. А. Головкин, И. Ю. Пивоваров, С. А. Кершис // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: тр. 21-й междунар. Крымск. конф. 12–16 сент. 2011 г., Севастополь, Украина. Севастополь: Вебер, 2011. Т. 2. С. 610–613.

2. Миниатюрные фильтры и диплексеры L-диапазона для радионавигационных систем Глонасс-GPS / О. А. Бабушкина, А. А. Головкин, И. Ю. Пивоваров, С. А. Кершис // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: тр. 22-й междунар. Крымск. конф. 10–14

сент. 2012 г., Севастополь, Украина. Севастополь: Вебер, 2012. Т. 2. С. 557–558.

3. Бабушкина О. А., Кершис С. А. СВЧ-диплексер на основе фильтров высоких и нижних частот // Сб. тр. науч.-техн. конф. микроэлектроники / Военно-морской ин-т радиоэлектроники им А. С. Попова. СПб., 2011. С. 13–18.

4. Артым А. Д. Электрические корректирующие цепи и усилители. М.: Энергия, 1965. 418 с.

5. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 472 с.

S. A. Kershis

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Phase response characteristics of diplexer based on Caue low-pass and high-pass filters

Phase response characteristics of diplexer based on ideal Caue low-pass and high-pass filters has been investigated. The phase response behavior in pass band, common band, and stopband is examined. An analytical expression of phase response has been found and shown its dependence on common band bandwidth as well as channel isolation.

Diplexer, ideal Caue low-pass and high-pass filter, common band, phase response characteristic

Статья поступила в редакцию 24 апреля 2014 г.