

Рис. 4. Формы сигналов частоты генератора-калибратора СК6-122 с первой гармоникой 1 кГц, $K_f = 30\%$ и добавлением второй — пятой гармоник:

а — начальные фазы высших гармоник равны нулю; б — начальная фаза второй гармоники равна 90°

ригель-калибратор коэффициента гармоник СК6-20А, который по своим метрологическим характеристикам предназначен для использования в качестве вторичного эталона единицы K_f или рабочего эталона 1-го разряда согласно [3].

Примером практического использования метода прямого цифрового синтеза гармонических сигналов служит также серия прецизионных генераторов гармонических сигналов, описанная в [5]. К сожалению, поскольку к дате написания указанной статьи во ВНИИФТРИ уже был разработан и утвержден ГЭТ 188—2010, обоснование методики и специально созданного оборудования для проверки достигнутых значений K_f , а также полученные по этому параметру результаты выглядят не очень убедительно.

Перечисленные выше средства измерений (СИ) разработки НПЦентр прошли испытания в целях утверждения типа

с использованием аппаратуры ГЭТ 188—2010 и зарегистрированы в Федеральном информационном фонде по обеспечению единства измерений. Первичные и периодические поверки этих СИ проводятся на том же эталоне. Таким образом, можно констатировать, что все звенья государственной поверочной схемы [3] взаимно согласованы и обеспечены современными СИ, в которых реализованы последние достижения цифровых технологий и электронной элементной базы.

Литература

1. ГОСТ 8.110—97. ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерений коэффициента гармоник.
2. ГОСТ 8.331—99. ГСИ. Измерители коэффициента гармоник. Методы и средства поверки и калибровки.
3. ГОСТ Р 8.762—2011. ГСИ. Государственная поверочная схема для средств измерений коэффициента гармоник.
4. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1975.
5. Андриянов А.В. и др. Новые средства формирования низкочастотного гармонического сигнала с малым коэффициентом гармоник и проблемы их метрологического обеспечения // Измерительная техника. 2011. № 7. С. 49—52; A. V. Andriyanov et al. New means of generating a low-frequency sine-wave signal with a low harmonic distortion coefficient and the problems of providing metrological backup // Measurement Techniques. 2011. V. 54. N 7. P. 813—818.

Дата принятия 13.06.2013 г.

621.391.8

Панорамный приемник с автоматической подстройкой преселектора

И. П. СИВОКОНЬ, С. А. СИНЕЛЬНИКОВ

Конструкторское бюро «Селена», Краснодар, Россия, e-mail: metr@kbselena.ru

Описана работа панорамного измерительного приемника в диапазоне частот 1500—2400 МГц с автоматической подстройкой входного полосового фильтра по склону его резонансной характеристики.

Ключевые слова: панорамный измерительный приемник, преселектор, автоматическая подстройка.

The operation of panoramic measuring receiver in the frequency range 1500—2400 MHz with automatic trim control of input bandwidth filter along the slope of its resonance characteristics is described.

Key words: panoramic measuring receiver, preselector, automatic trim control.

В измерительной технике давно известны панорамные измерительные приемники (ПИП) и анализаторы спектра со встроенными входными резонансными полосовыми фильтрами-преселекторами, перестраиваемыми по частоте сопряженно с перестройкой первого гетеродина. Узкополосные входные перестраиваемые полосовые фильтры (ППФ) позволяют расширить динамический диапазон измерений, ограничиваемый уровнем помех, которые проникают

на выход измерительного прибора через комбинационные каналы приема, формирующиеся в первом смесителе [1]. Задача надежного сопряжения частотной перестройки электрически пассивного высокочастотного (ВЧ) узла — преселектора с перестройкой первого гетеродина прибора (так, чтобы разность их частот настройки всегда была равна первой промежуточной частоте) связана с определенными техническими трудностями и в большинстве случаев решается

только при условии линейности характеристик управления частотой упомянутых ВЧ-узлов. При этом любые отклонения от линейного закона перестройки частоты преселектора или гетеродина, а также изменение крутизны управления их частотной перестройкой (например, в результате климатических воздействий) обязательно приводят к нарушению сопряжения по частоте и, как следствие, к дополнительным погрешностям измерений параметров принимаемых сигналов.

Ниже рассмотрены основные технические характеристики свободного от этого недостатка макета ПИП, работающего в диапазоне частот 1500—2400 МГц, в котором обеспечивается принудительная автоматическая подстройка ферритового преселектора по склону его резонансной характеристики. Упрощенная структурная схема входных цепей макета ПИП приведена на рис. 1. При работе прибора автоматическая перестройка по частоте первого гетеродина Г1 и приемного канала (ПК) ПИП проводится дискретно с шагом 50 или 250 кГц, а перестройка вспомогательного гетеродина ГВ с шагом 5 МГц. Графики перестройки частот f_n и $f_{ГВ}$ соответственно ПК и ГВ в зависимости от частоты $f_{Г1}$ гетеродина Г1 приведены на рис. 2. Общий алгоритм работы прибора в автоматизированном режиме описан в конце статьи. В состав прибора входят функциональные системы формирования вспомогательного опорного сигнала (СФВОС), автоподстройки резонансного фильтра (САПРФ), приемного канала ПИП (ПКПИП) (см. рис. 1).

Система СФВОС предназначена для формирования стабилизированного по уровню вспомогательного опорного сигнала, частота которого $f_{ГВ}$ жестко привязана к частоте $f_{Г1}$ и на средней частоте рабочего диапазона прибора совпадает с частотой левого склона резонансной характеристики ППФ на уровне $K_{ПФ} = 0,5$ (рис. 3):

$$f_{ГВ} = f_{Г1} - F_{B1} = f_{Г1} - F_1 - (\Delta f_{\phi})_{cp} / 2 = f_n - (\Delta f_{\phi})_{cp} / 2, \quad (1)$$

где F_1 , F_{B1} — первые промежуточные частоты ПКПИП и САПРФ, соответственно; f_n — частота настройки ПК ПИП; $(\Delta f_{\phi})_{cp}$ — полоса пропускания ППФ на средней частоте рабочего диапазона ПИП при $K_{ПФ} \geq 0,5$ (по мощности).

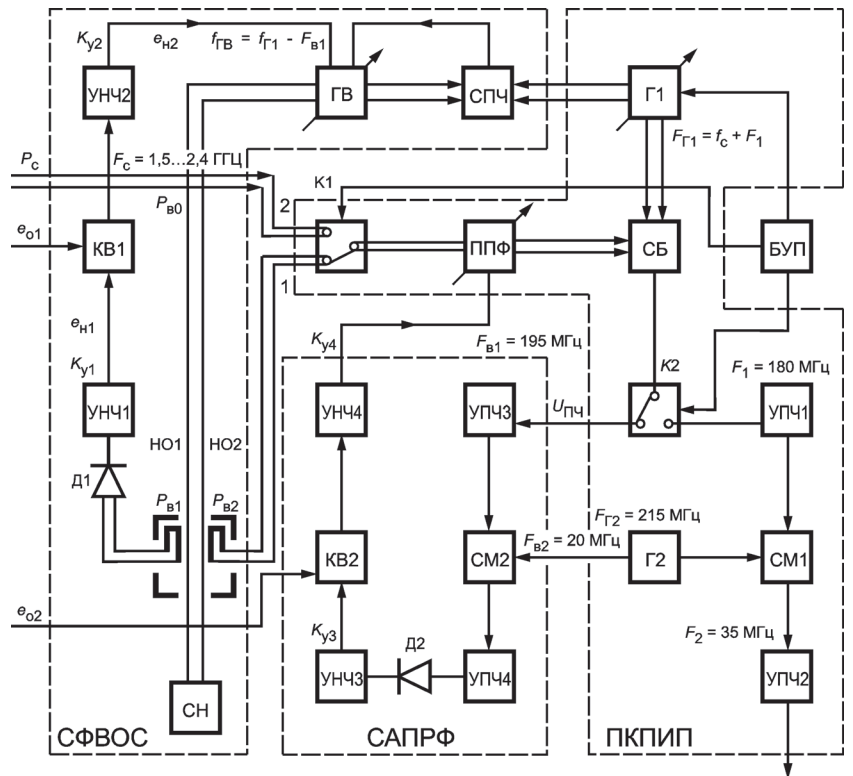


Рис. 1. Упрощенная схема входных цепей панорамного измерительного приемника (ПИП):

СФВОС — система формирования вспомогательного опорного сигнала; ПКПИП — приемный канал ПИП; САПРФ — система автоподстройки резонансного фильтра; $УНЧ1-УНЧ4$, $УПЧ1-УПЧ4$ — усилители низкой и промежуточной частоты; $КВ1, КВ2$ — каскады вычитания; $НО1, НО2$ — направленные ответвители; $СН$ — согласованная нагрузка; $К1, К2$ — управляемые коммутаторы; $ГВ$ — вспомогательный гетеродин; $Г1, Г2$ — гетеродины; $СПЧ$ — схема подстройки частоты $ГВ$; $ППФ$ — перестраиваемый полосовой фильтр; $СБ$ — смеситель балансный; $БУП$ — блок управления перестройкой частоты; $СМ1, СМ2$ — смесители; $Д1, Д2$ — детекторные головки

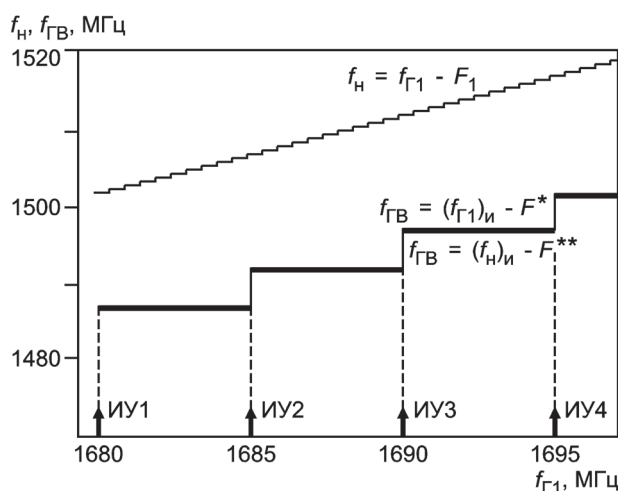


Рис. 2. Графики перестройки частоты f_n приемного канала ПИП и частоты $f_{ГВ}$ в зависимости от частоты $f_{Г1}$: ИУ — импульсы управления от БУП; $(f_{Г1})_{и}$, $(f_n)_{и}$ — частота первого гетеродина и частота f_n в момент последнего ИУ; $F_1 = 180$ МГц; $F^* = 192,5$ МГц; $F^{**} = 12,5$ МГц

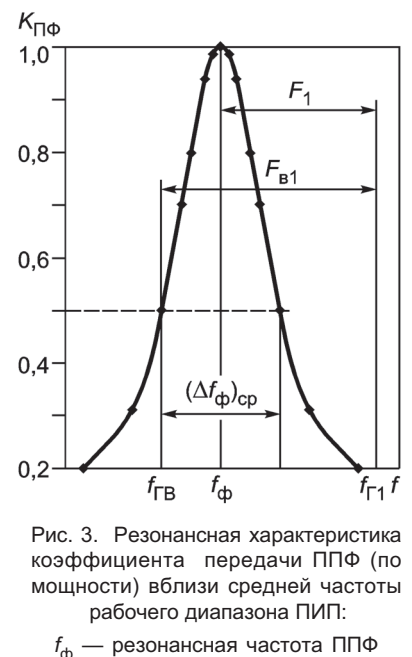


Рис. 3. Резонансная характеристика коэффициента передачи ППФ (по мощности) вблизи средней частоты рабочего диапазона ПИП: f_{ϕ} — резонансная частота ППФ

Для оценки стабильности уровня мощности P_{B2} вспомогательного сигнала от ГВ (на выходе СФВОС) в соответствии с рис. 1 составим следующие уравнения:

$$\begin{aligned} P_{B0} &= P_{ГВ} (1 - S_{ГВ} e_{H2}); \quad e_{H2} = K_{Y2} (e_{H1} - e_{O1}); \\ e_{H1} &= P_{B0} C_{H1} K_{D1} K_{Y1}; \quad P_{B1} = P_{B0} C_{H1}; \quad P_{B2} = P_{B0} C_{H2}, \end{aligned} \quad (2)$$

где P_{B0} — мощность на выходе ГВ в режиме автоматического регулирования; $P_{ГВ}$, $S_{ГВ}$ — предельная выходная мощность ГВ и крутизна ее регулирования; e_{H1} , e_{H2} — управляющие напряжения на входах КВ1 и ГВ, соответственно; K_{Y1} , K_{Y2} — коэффициенты усиления, соответственно УНЧ1 и УНЧ2; e_{O1} — опорное напряжение на входе КВ1, определяющее уровень стабилизированной мощности P_{B2} ; C_{H1} , C_{H2} — переходные ослабления направленных ответвителей НО1 и НО2, соответственно; K_{D1} — коэффициент передачи (или коэффициент преобразования) детекторной головки Д1.

При $C_{H1} = C_{H2}$ совместное решение уравнений (2) позволяет записать уровень стабилизированной мощности на выходе СФВОС в виде

$$P_{B2} = \frac{P_{ГВ} C_{H1} (1 + S_{ГВ} e_{O1} K_{Y2})}{1 + P_{ГВ} S_{ГВ} C_{H1} K_{D1} K_{Y1} K_{Y2}} \approx \frac{e_{O1}}{K_{D1} K_{Y1}}. \quad (3)$$

Приближенное равенство (3) справедливо при достаточно большом значении K_{Y2} . Заметим, что в случае соответствующей перенастройки частоты $f_{ГВ}$ и применения системы температурной стабилизации уровня мощности (например, подобной той, что рассмотрена в [2]) сигнал P_{B2} можно использовать для калибровки чувствительности приемного канала прибора.

С другой стороны, работа системы САПРФ описывается следующими уравнениями, полученными в соответствии с рис. 1:

$$U_{ПЧ} = P_{B2} K_{K1} K_{Ф} (K_{ПФ})_B K_{СБ} K_{K2};$$

$$e_{H3} = U_{ПЧ} K_{УП3} K_{СМ2} K_{УП4} K_{Д2} K_{У3};$$

$$e_{H4} = K_{Y4} (e_{H3} - e_{O2});$$

$$(K_{ПФ})_B = (S_{ПФ})_r (S_{ПФ})_a e_{H4},$$

где $U_{ПЧ}$ — напряжение первой промежуточной частоты F_{B1} на входе УПЧ3; e_{H3} , e_{H4} — управляющие напряжения на входах КВ2 и ППФ, соответственно; K_{K1} , K_{K2} — коэффициенты передачи коммутаторов К1, К2; $K_{Ф}$ — начальное ослабление ППФ, не зависящее от резонансных свойств фильтра;

$$(K_{ПФ})_B = \{1 + [2Q_{Ф} (1 - f_{ГВ}/f_{Ф})]^2\}^{-1} \quad (5)$$

— коэффициент передачи ППФ (по мощности) на частоте $f_{ГВ}$, зависящий от резонансных свойств и добротности $Q_{Ф}$ фильтра [3]; $K_{СБ}$, $K_{СМ2}$, $K_{Д2}$ — коэффициенты преобразования СБ, СМ2, Д2, соответственно; $K_{У3}$, $K_{У4}$, $K_{УП3}$, $K_{УП4}$ — коэффициенты усиления соответственно УНЧ3, УНЧ4, УПЧ3, УПЧ4; e_{O2} — опорное напряжение на входе КВ2, опреде-

ляющее отстройку ППФ относительно частоты вспомогательного сигнала $f_{Б}$; $(S_{ПФ})_r$, $(S_{ПФ})_a$ — крутизна управления частотной перестройкой ППФ [МГц/В] и крутизна изменения $(K_{ПФ})_B$ при отстройке по частоте [дБ/МГц], соответственно.

Совместное решение уравнений (4) позволяет найти взаимосвязь $(K_{ПФ})_B$ с e_{O2} :

$$(K_{ПФ})_B = \frac{(S_{ПФ})_r (S_{ПФ})_a K_{Y4} e_{O2}}{P_{B2} (S_{ПФ})_r (S_{ПФ})_a K_{Y4} K^* - 1} \approx \frac{e_{O2}}{P_{B2} K^*}, \quad (6)$$

где $K^* = K_{K1} (K_{ПФ})_{нач} K_{СБ} K_{K2} K_{УП3} K_{СМ2} K_{УП4} K_{Д2} K_{У3}$.

Приближенное равенство (6) соблюдается, если произведение $K_{Y4} K^*$ достаточно велико. На основе (3), (6) окончательно получим

$$(K_{ПФ})_B = \frac{e_{O2}}{e_{O1}} \frac{K_{D1} K_{Y1}}{K_{K1} K_{Ф} K_{СБ} K_{K2} K_{УП3} K_{СМ2} K_{УП4} K_{Д2} K_{У3}}. \quad (7)$$

Из (7) следует, что при работе САПРФ в широком диапазоне частот могут возникать паразитные вариации $(K_{ПФ})_B$, вызванные частотной зависимостью параметров некоторых ВЧ-узлов: коэффициентов преобразования СБ и Д1 — соответственно $K_{СБ}$ и $K_{Д1}$; начального нерезонансного ослабления $K_{Ф}$ сигнала в ППФ.

Согласно (5) паразитная вариация $(K_{ПФ})_B$ приводит к вариации отстройки ППФ относительно частоты опорного сигнала $f_{ГВ}$:

$$\gamma (K_{ПФ})_B = \gamma \{1 + [2Q_{Ф} (1 - f_{ГВ}/f_{Ф})]^2\}^{-1} = 0,5 \quad (8)$$

$$\text{или } f_{Ф} = f_{ГВ} / \left[1 - \sqrt{2\gamma - 1} / (2Q_{Ф})\right],$$

где γ — коэффициент паразитной вариации $(K_{ПФ})_B$.

Имея в виду, что на средней частоте рабочего диапазона ПИП $(K_{ПФ})_B = 0,5$, из (7) находим

$$\gamma = \left[K_{Д1} / (K_{Д1})_{cr} \right] / \left\{ \left[K_{СБ} / (K_{СБ})_{cr} \right] \left[K_{Ф} / (K_{Ф})_{cr} \right] \right\}. \quad (9)$$

В таблице приведены экспериментальные данные об изменении параметров ВЧ-узлов, примененных в макете ПИП, а также расчетные значения отстройки резонансной частоты ППФ $f_{Ф}$ в трех частных полосах приема ПИП.

По формуле, полученной в [3] и аналогичной (5), найдена и приведена в таблице ожидаемая погрешность измерения уровня принимаемых прибором сигналов $(\delta_{ПФ})_c$, обусловленная неточностью автоматической настройки $f_{Ф}$ на частоту f_{H} приемного канала ПИП:

$$(K_{ПФ})_c = \{1 + [2Q_{Ф} (1 - f_{H}/f_{Ф})]^2\}^{-1}, \quad (10)$$

где $(K_{ПФ})_c$ — коэффициент передачи ППФ на частоте принимаемого сигнала.

Очевидно, что указанные в таблице погрешности $(\delta_{ПФ})_c$ достаточно малы и не могут быть препятствием при решении большинства измерительных задач, выполняемых с ис-

Некоторые технические характеристики макета ПИП с автоподстройкой преселектора

Характеристика	Полоса частот приема (без перестройки ППФ) на крайних ($f_{н1} - f_{н2}$) и средней ($f_{н,ср}$) частотах ПИП, МГц			Примечание
	1500—1505 1502,5	1950—1955 1952,5	2395—2400 2397,5	
Q_{Φ}	61	65	68	Эксперимент
$(\Delta f_{\Phi})_{ср}$ на уровне 0,5 МГц	—	30	—	То же
$K_{сб}/(K_{сб})_{ср}$, дБ	0,8	0,0	–0,5	»
$K_{д1}/(K_{д1})_{ср}$, дБ	1,7	0,0	–1,9	»
$K_{\Phi}/(K_{\Phi})_{ср}$, дБ	0,2	0,0	–0,2	»
γ , дБ	0,7	0,0	–1,2	Расчет по (9)
$f_{ГВ}$, МГц	1487,5	1937,5	2382,5	Расчет по формулам на рис. 2
f_{Φ} , МГц	1501,75	1952,51	2395,17	Расчет по (8)
$(\delta_{ПФ})_{с}$, дБ	0,30	–0,12	–0,32	Расчет по (10)

пользованием измерительных приемников или анализаторов спектра. Экспериментальная проверка работы системы автоподстройки преселектора показала, что в макете ПИП, перекрывающего диапазон частот 1500—2400 МГц, при температурах окружающего воздуха 10—40 °С погрешности измерения уровней принимаемых сигналов, вызванные неточностью работы автоматики, не превышают 0,25 дБ.

Приводим алгоритм работы ПИП в автоматизированном режиме (см. рис. 1, 2).

Подготовительный этап: устанавливаются дискретности перестройки частоты $f_{Г1}$ гетеродина Г1 и начальная частота $f_{н}$ приемного канала ПИП путем регулирования начальной частоты $f_{Г1}$.

Первый этап: генерация импульсов управления от блока управления перестройкой частоты БУП; перевод коммутаторов К1 и К2 в положение 1; автонастройки соответственно на частоту $f_{ГВ}$ (см. формулы на рис. 2), уровня мощности $P_{в2}$ на выходе СФВОС (см. (7)) и частоты f_{Φ} ППФ (см. (8)).

Второй этап: перевод коммутатора К1 в положение 1 и К2 в положение 2; перенастройка частоты $f_{ГВ}$, близкой к средней частоте ($f_{н,ср}$) в полосе приема ПИП (см. таблицу); автоподстройка уровня мощности $P_{в2}$ на выходе СФВОС (см. (3)); калибровка чувствительности приемного канала по показаниям индикаторного блока ПИП при известном уровне сигнала $P_{в2}$ на входе прибора.

Третий этап: перевод коммутаторов К1 и К2 в положение 2; регистрация частоты принимаемого сигнала $f_{с}$ и уровня принимаемого сигнала соответственно по показаниям гетеродина Г1 и индикаторного блока.

Четвертый этап: установка следующей частоты $f_{Г1}$ согласно принятой дискретности перестройки гетеродина Г1; регистрация $f_{с}$ и уровня принимаемого сигнала, как на третьем этапе; последовательное повторение действий четвертого этапа до момента генерации следующего импульса управления от БУП, т. е. при увеличении частоты $f_{Г1}$ на 5 МГц. После этого все четыре этапа повторяются при новой начальной частоте.

Л и т е р а т у р а

1. Сивоконь И. П., Синельников С. А. Ограничение динамического диапазона анализатора спектра из-за нелинейных процессов в смесителе // Измерительная техника. 2008. № 7. С. 57; Sivokon' I. P., Sinel'nikov S. A. The limitation of the dynamic range of a spectrum analyzer due to nonlinear processes in the mixer // Measurement Techniques. 2008. V. 51. N 7. P. 786—790.
2. Сивоконь И. П., Синельников С. А. Измеритель СВЧ мощности на кристаллическом диоде // Измерительная техника. 2006. № 9. С. 56, 57; Sivokon' I. P., Sinel'nikov S. A. A microwave power meter based on a crystal diode // Measurement Techniques. 2006. V. 49. N 9. P. 930—931.
3. Гоноровский И. С. Основы радиотехники. М.: Связьиздат, 1957.

Дата принятия 30.01.2013 г.