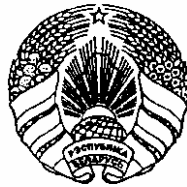


**ОПИСАНИЕ
ИЗОБРЕТЕНИЯ
К ПАТЕНТУ**
(12)

РЕСПУБЛИКА БЕЛАРУСЬ



НАЦИОНАЛЬНЫЙ ЦЕНТР
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ
СОБСТВЕННОСТИ

(19) **ВУ** (11) **9561**
(13) **С1**
(46) **2007.08.30**
(51) МПК (2006)
Н 03L 7/00

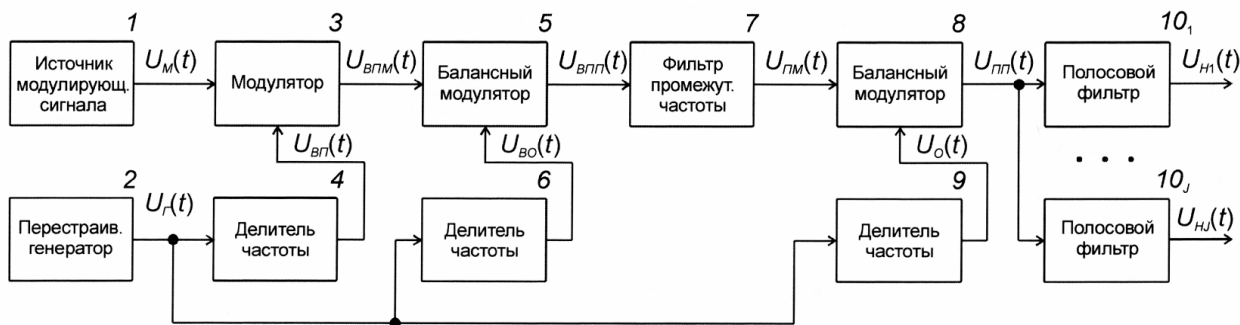
(54) **СПОСОБ ГЕНЕРИРОВАНИЯ МОДУЛИРОВАННЫХ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ
НЕСУЩИХ ЧАСТОТ**

(21) Номер заявки: а 20040405
(22) 2004.05.07
(43) 2005.12.30
(71) Заявитель: Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники" (ВУ)
(72) Авторы: Ильинков Валерий Андреевич; Романов Вячеслав Евгеньевич; Беленкевич Наталья Ивановна (ВУ)
(73) Патентообладатель: Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники" (ВУ)

(56) Шахгильдян В.В. и др. Радиопередающие устройства. - Москва, Радио и связь, 1996. - С. 450-458, 502-508.
ВУ 20000048 А, 2001.
RU 2114498 С1, 1998.
DE 3777034 А1, 1992.
EP 0340870 А2, 1989.
GB 2079553 А, 1982.
US 5542113 А, 1996.
GB 2372163 А, 2002.

(57)

Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, заключающийся в формировании модулирующего сигнала $U_M(t)$, генерировании сигнала $U_r(t)$ с перестраиваемой частотой f_r , формировании модулированного сигнала $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты, формировании сигнала $U_{ПП}(t)$ балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ПМ}(t)$ опорного сигнала $U_O(t)$ и образовании выходного модулированного сигнала $U_H(t)$ на несущей частоте f_H путем выделения спектральных компонент сигнала $U_{ПП}(t)$, расположенных выше или ниже частоты опорного сигнала $U_O(t)$, **отличающийся** тем, что делением в V , W и Z раз частоты f_r сигнала $U_r(t)$ формируют соответственно сигнал $U_{ВП}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, вспомогательный опорный $U_{ВО}(t)$ и опорный $U_O(t)$ сигналы, модуляцией сигналом $U_M(t)$ сигнала $U_{ВП}(t)$



Фиг. 4

ВУ 9561 С1 2007.08.30

ВУ 9561 С1 2007.08.30

формируют модулированный сигнал $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, балансной амплитудной модуляцией которым сигнала $U_{ВО}(t)$ формируют сигнал $U_{ВПМ}(t)$, который путем выделения из него спектральных компонент, расположенных выше или ниже частоты вспомогательного опорного сигнала $U_{ВО}(t)$, преобразуют в модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты, при этом во всем диапазоне несущих частот f_H частоту f_{Γ} сигнала $U_{\Gamma}(t)$ с перестраиваемой частотой и значения V , W и Z выбирают таким образом, чтобы обеспечить совпадение с необходимой точностью выбранного значения промежуточной частоты f_{Π} с ее фактическим значением f'_{Π} , определяемым из соотношения:

$$f'_{\Pi} = \frac{f_{\Gamma}}{W} \pm \frac{f_{\Gamma}}{V},$$

а также точное совпадение требуемого значения несущей частоты f_H с ее фактическим значением f'_H , определяемым из соотношения:

$$f'_H = \frac{f_{\Gamma}}{Z} \pm f'_{\Pi},$$

где W , V , Z - целые положительные числа.

Важной для радиоэлектроники, телекоммуникаций и измерительной техники является проблема генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот. Она решается известным способом, суть которого состоит в следующем [1].

Формируется модулирующий сигнал $U_M(t)$, имеющий спектральную плотность мощности $S_M(f)$ (фиг. 1, а). Генерируется колебание $U_{\Pi}(t)$ неизменной промежуточной частоты f_{Π} . Модуляцией сигналом $U_M(t)$ колебания $U_{\Pi}(t)$ формируется модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты со спектральной плотностью мощности $S_{ПМ}(f)$. Генерируется опорное колебание $U_O(t)$ с изменяемой частотой f_O . Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ПМ}(t)$ опорного колебания $U_O(t)$ формируется сигнал $U_{ПП}(t)$ со спектральной плотностью $S_{ПП}(f)$. Образуется выходной модулированный сигнал $U_H(t)$ на несущей частоте f_H выделением спектральных компонент сигнала $U_{ПП}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты f_O опорного колебания (фиг. 1, а).

Известный способ генерирования модулированных сигналов реализуется устройством, структурная схема которого приведена на фиг. 2. Она содержит источник 1 модулирующего сигнала, модулятор 11, генератор 12 промежуточной частоты, балансный модулятор 8, перестраиваемый генератор 2, полосовые фильтры (ПФ) $10_1 - 10_J$.

Источник 1 формирует модулирующий сигнал $U_M(t)$ со спектральной плотностью $S_M(f)$, который в модуляторе 11 модулирует по тому или (и) иному параметру колебание $U_{\Pi}(t)$ промежуточной частоты f_{Π} , вырабатываемое генератором 12. Полезный продукт модуляции - модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ со спектральной плотностью $S_{ПМ}(f)$ - выделяется избирательной цепью, входящей в состав модулятора 11. Центральная частота и ширина полосы пропускания этой цепи соответствуют промежуточной частоте f_{Π} и ширине энергетического спектра $S_{ПМ}(f)$ (фиг. 1, а). Сигнал $U_{ПМ}(t)$ в модуляторе 8 выполняет балансную амплитудную модуляцию опорного колебания $U_O(t)$ с изменяемой частотой f_O , вырабатываемого генератором 2. В результате образуется сигнал $U_{ПП}(t)$ со спектральной плотностью $S_{ПП}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая - ниже (подавленной) частоты f_O опорного колебания. ПФ 10 с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) $K_H(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент сигнала $U_{ПП}(t)$ и тем самым образует выходной модулированный сигнал $U_H(t)$ на несущей частоте $f_H = f_O + f_{\Pi}$ либо $f_H = f_O - f_{\Pi}$ (на фиг. 1, а, изображен случай $f_H = f_O + f_{\Pi}$: выделение спектральных компонент, расположенных выше частоты f_O).

ВУ 9561 С1 2007.08.30

Изменяя частоту f_0 , можно формировать модулированный сигнал в некотором диапазоне $f_p - f_L$ несущих частот f_H . При этом отметим, что с учетом необходимости подавления присутствующего реально в сигнале $U_{ПФ}(t)$ остатка колебания на частоте f_0 максимальная ширина полосы пропускания ПФ 10 теоретически ограничена значением $2f_{П}$, а практически (с учетом реализуемой избирательности фильтра) - значением примерно $f_{П}$. Последнее означает, что с помощью одного ПФ можно сформировать модулированный сигнал $U_H(t)$ в диапазоне несущих частот шириной $f_L - f_p \approx f_{П}$, не превышающей значения промежуточной частоты. Если диапазон $f_p - f_L$ частот является более широким, то его в общем случае разбивают на J отдельных поддиапазонов и в состав устройства включают не один, а J ПФ $10_1 - 10_J$ (фиг. 2). Формирование модулированного сигнала в конкретном k -м поддиапазоне достигается с помощью соответствующего ПФ 10_k .

Проведенный анализ показывает, что известный способ позволяет генерировать модулированные электрические сигналы в широком диапазоне частот. Однако он обеспечивает недостаточную для многих применений стабильность несущей частоты модулированных сигналов. Суть этого существенного недостатка состоит в следующем.

Каждый из генераторов 12 и 2 обладает определенной нестабильностью частоты генерируемых колебаний. Для упрощения дальнейшего рассмотрения предположим, что они обеспечивают одинаковую относительную нестабильность $\delta = \frac{\Delta f_{П}}{f_{П}} = \frac{\Delta f_0}{f_0}$, где $\Delta f_{П}$ (Δf_0) -

абсолютная нестабильность частоты колебаний генератора 12 (2). Генератор 12 промежуточной частоты и перестраиваемый генератор 2 являются независимыми. Поэтому абсолютная нестабильность Δf_H несущей частоты f_H модулированных сигналов при формировании последней как по варианту

$$f_H = f_0 + f_{П}, \quad (1)$$

так и по варианту

$$f_H = f_0 - f_{П} \quad (2)$$

является одинаковой и равной $\Delta f_H = \Delta f_0 + \Delta f_{П}$. Тогда относительная нестабильность δ_H в случае (1) имеет значение $\delta_H = \Delta f_H / f_H = (\delta \cdot f_0 + \delta \cdot f_{П}) / (f_0 + f_{П}) = \delta$, а в случае (2) - значение

$$\delta_H = \frac{\Delta f_H}{f_H} = \frac{\delta \cdot f_0 + \delta \cdot f_{П}}{f_0 - f_{П}} = \delta \frac{f_0 + f_{П}}{f_0 - f_{П}}. \quad (3)$$

Из соотношения (3) вытекает, что формирование модулированных сигналов по варианту (2) ухудшает стабильность несущей частоты. При этом степень ухудшения зависит от соотношения опорной f_0 и промежуточной $f_{П}$ частот.

На практике формирование модулированных сигналов в широком диапазоне $f_p - f_L$ несущих частот f_H преимущественно выполняют по варианту (2), который, по сравнению с вариантом (1), обеспечивает намного меньший уровень мешающих комбинационных продуктов. Более того, генерирование сигналов на частотах f_H , примыкающих к промежуточной частоте ($f_H \approx f_{П}$), и на частотах, меньших ее ($f_H < f_{П}$), что характерно для случая очень широкого диапазона $f_p - f_L$ с коэффициентом $K_{П} = f_L / f_p$ перекрытия по частоте $K_{П} > 10$, возможно только по варианту (2).

Для количественной оценки предположим, что решается задача генерирования модулированных сигналов в широком диапазоне 1 - 1000 МГц несущих частот ($K_{П} = 1000$). Дополнительно также примем, что генераторы 12 и 2 (фиг. 2) обеспечивают одинаковую относительную нестабильность $\delta = 10^{-6}$ и промежуточная частота выбрана равной $f_{П} = 100$ МГц. При этих данных оценим относительную нестабильность частоты при формировании сигналов на несущих частотах вблизи 1, 10, 100 и 1000 МГц. Численные расчеты по уравнению (3) дают для δ значения соответственно $2,0 \cdot 10^{-4}$, $2,1 \cdot 10^{-5}$, $3,0 \cdot 10^{-6}$ и $1,2 \cdot 10^{-6}$.

ВУ 9561 С1 2007.08.30

Проведенный качественный и количественный анализ показывает следующее.

Формирование модулированных сигналов по известному способу сопровождается увеличением относительной нестабильности δ_H несущей частоты, которая тем выше, чем ниже значение f_H . При этом генерирование сигналов на частотах f_H , сравнимых с промежуточной частотой f_{Π} , повышает относительную нестабильность в 3 раза, а на частотах, меньших f_{Π} , - в десятки и сотни раз (на 1-2 порядка).

Для устранения отмеченного существенного недостатка известного способа предлагается следующий способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот.

Задача изобретения - повышение стабильности несущей частоты модулированных сигналов.

Способ генерирования модулированных электрических сигналов в широком диапазоне несущих частот, заключающийся в формировании модулирующего сигнала $U_M(t)$, генерировании сигнала $U_{\Gamma}(t)$ с перестраиваемой частотой f_{Γ} , формировании модулированного сигнала $U_{\Pi M}(t)$ промежуточной частоты, формировании сигнала $U_{\Pi\Pi}(t)$ балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{\Pi M}(t)$ опорного сигнала $U_O(t)$ и образовании выходного модулированного сигнала $U_H(t)$ на несущей частоте f_H путем выделения спектральных компонент сигнала $U_{\Pi\Pi}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты опорного сигнала $U_O(t)$, отличающийся тем, что делением в V , W и Z раз частоты f_{Γ} сигнала $U_{\Gamma}(t)$ формируют соответственно сигнал $U_{В\Pi}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, вспомогательный опорный $U_{ВO}(t)$ и опорный $U_O(t)$ сигналы, модуляцией сигналом $U_M(t)$ сигнала $U_{В\Pi}(t)$ формируют модулированный сигнал $U_{В\Pi M}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, балансной амплитудной модуляцией которым сигнала $U_{ВO}(t)$ формируют сигнал $U_{В\Pi\Pi}(t)$, который путем выделения из него спектральных компонент, расположенных выше или ниже частоты вспомогательного опорного сигнала $U_{ВO}(t)$, преобразуют в модулированный сигнал $U_{\Pi M}(t)$ промежуточной частоты, при этом во всем диапазоне несущих частот f_H частоту f_{Γ} сигнала $U_{\Gamma}(t)$ с перестраиваемой частотой и значения V , W и Z выбирают таким образом, чтобы обеспечить совпадение с необходимой точностью выбранного значения промежуточной частоты f_{Π} с ее фактическим значением f'_{Π} , определяемым из соотношения:

$$f'_{\Pi} = \frac{f_{\Gamma}}{W} \pm \frac{f_{\Gamma}}{V},$$

а также точное совпадение требуемого значения f_H с ее фактическим значением f'_H , определяемым из соотношения:

$$f'_H = \frac{f_{\Gamma}}{Z} \pm f'_{\Pi},$$

где V , W , Z - целые положительные числа.

На фиг. 1 приведены спектры мощностей сигналов и АЧХ функциональных звеньев, поясняющие известный и предлагаемый способы, на фиг. 2 и 4 - структурные схемы устройств, реализующих соответственно известный и предлагаемый способы, на фиг. 3 - относительная погрешность воспроизведения различных значений промежуточной частоты.

Идея предлагаемого способа генерирования сигналов основана на следующем.

Рассмотрим диапазон $0 - f_L$ частот f ($0 \leq f \leq f_L$). Ему соответствует диапазон $0 - 1$ нормированных частот Ω ($\Omega = f/f_L$). Очевидно, гармоническое колебание на любой частоте в поддиапазоне $0 - 0,5f_L$ можно получить делением в целое количество раз частоты колебания, генерируемого на соответствующей частоте в поддиапазоне $0,5f_L - f_L$. Учитывая это, введем в рассмотрение колебание $U_{\Gamma}(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_L - f_L$ частотой f_{Γ} , опорное колебание $U_O(t)$ с частотой $f_O = f_{\Gamma}/Z$, вспомогательное опорное колебание

ВУ 9561 С1 2007.08.30

$U_{BO}(t)$ с частотой $f_{BO} = \frac{f_{\Gamma}}{W}$, колебание $U_{BP}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты $f_{BP} = \frac{f_{\Gamma}}{V}$ и колебание $U_{\Pi}(t)$ промежуточной частоты

$$f'_{\Pi} = f_{BO} \pm f_{BP} = \frac{f_{\Gamma}}{W} \pm \frac{f_{\Gamma}}{V}, \quad (4)$$

образуемое взаимодействием частот колебаний $U_{BO}(t)$ и $U_{BP}(t)$ (Z, W, V - целые числа). Наложим дополнительные ограничения: $f_{BP,MIN} \leq f_{BP} \leq f_{BP,MAX}$; $f_{BO} \geq f_{BO,MIN}$, где $f_{BP,MAX}$ и $f_{BO,MIN}$ не превышают значения $0,1f_L$.

При сформулированных условиях в поддиапазоне $f_{BP,MAX} - f_L$ зафиксируем некоторое значение частоты f_{Π} . В поддиапазоне $0,5f_L - f_L$ выберем произвольное значение частоты f_{Γ} . Варьируя значениями целочисленных параметров W и V с учетом ограничений на значения f_{BP} и f_{BO} , найдем по уравнению (4) ближайшее к f_{Π} значение f'_{Π} , которое воспроизводит значение f_{Π} с относительной погрешностью $\Delta = |f'_{\Pi} - f_{\Pi}|/f_{\Pi}$. То же повторяем при всевозможных в поддиапазоне $0,5f_L - f_L$ значениях частоты f_{Γ} , каждому из которых соответствует свое значение Δ . В результате образуется зависимость $\Delta = \Phi(f_{\Gamma})$. Максимальное значение Δ_{MAX} представляет собой относительную погрешность воспроизведения фиксированного значения f_{Π} частоты при вариации частоты f_{Γ} . Повторяя указанную последовательность операций для других значений f_{Π} из поддиапазона $f_{BP,MAX} - f_L$, можно построить зависимость $\Delta_{MAX} = \Psi(\Omega_{\Pi})$ ($\Omega_{\Pi} = f_{\Pi} / f_L$) и в результате определить значение f_{Π} (Ω_{Π}), которым соответствуют меньшие значения Δ_{MAX} .

В соответствии с описанной процедурой с помощью специально разработанных алгоритмов и программ при значениях $\Omega_{\Pi,MIN} = \Omega_{BP,MAX} = 0,07$ и $\Omega_{BO,MIN} = 0,03$ для различных вариантов значений $\Omega_{BP,MIN}$ и $\Omega_{BP,MAX}$ ($\Omega_{BO,MIN} = f_{BO,MIN} / f_L$, $\Omega_{BP,MIN(MAX)} = f_{BP,MIN(MAX)} / f_L$) построены зависимости $\Delta_{MAX} = \Psi(\Omega_{\Pi})$. Их сравнительный анализ показывает следующее.

При различных вариациях границ поддиапазона $\Omega_{BP,MIN} - \Omega_{BP,MAX}$ зависимость $\Delta_{MAX} = \Psi(\Omega_{\Pi})$ имеет выраженный колебательный характер (фиг. 3, кривая 1). При этом существует значительное количество N частот (нормированных) $\Omega_{\Pi} (i = \overline{1, N})$, которым соответствуют минимальные значения $\Delta_{MAX,i}$ относительной погрешности Δ_{MAX} . Например, для поддиапазонов $\Omega_{BP,MIN} - \Omega_{BP,MAX}$ в границах $0,02 - 0,04$, $0,025 - 0,035$, $0,0275 - 0,0325$, $0,03 - 0,05$, $0,035 - 0,045$, $0,0375 - 0,0425$ параметр N имеет значения соответственно $20, 22, 15, 16, 11, 17$. Частоты Ω_{Π} ограничены значением $\Omega_{\Pi} \leq 0,3$, соответствующие им значения $\Delta_{MAX,i}$ лежат на волнообразной кривой (фиг. 3, кривая 2). При этом значения $\Delta_{MAX,i}$ на частотах Ω_{Π} в поддиапазоне $0,07 \leq \Omega_{\Pi} \leq 0,15$ находятся в пределах $0,005 - 0,060$, а в поддиапазоне $0,15 \leq \Omega_{\Pi} \leq 0,3$ - в пределах $0,011 - 0,125$. В нижней, средней и верхней части поддиапазона $0,07 < \Omega_{\Pi} < 0,30$ можно выбрать (найти) частоты Ω_{Π} , относительная погрешность $\Delta_{MAX,i}$ воспроизведения которых (в соответствии с алгоритмом (4)) является достаточно малой и в худшем случае не превышает единиц процентов.

Далее введем в рассмотрение колебание $U_H(t)$ несущей частоты

$$f'_H = f_O \pm f'_{\Pi} = \frac{f_{\Gamma}}{Z} \pm f'_{\Pi}, \quad (5)$$

образуемое взаимодействием частот опорного колебания $U_O(t)$ и колебания $U_{\Pi}(t)$ промежуточной частоты. Выберем одно из значений (нормированных) частот Ω_{Π} (фиг. 3) в интересующей части поддиапазона $0,07 < \Omega_{\Pi} < 0,30$. Тогда, основываясь на полученных сведениях, можем заключить, что, изменяя в поддиапазоне $0,5f_L - f_L$ частоту f_{Γ} колебания с

перестраиваемой частотой, варьируя значениями параметров W , V и Z при дополнительных ограничениях $f_{ВП.МІN} \leq f_{ВП} \leq f_{ВП.МАХ}$ и $f_{ВO} \geq f_{ВO.МІN}$, можно по алгоритмам (4) и (5) сформировать любое значение f_H несущей частоты в диапазоне $0 - f_L$. При этом значение $f_{П}^{\cdot}$ промежуточной частоты (определяемое выражением (4)) будет практически неизменным, воспроизводя выбранное значение $f_{П}$ с небольшой относительной погрешностью $\Delta_{МАХ.i}$.

На основании изложенного вытекает следующая последовательность операций, характеризующих предлагаемый способ генерирования модулированных сигналов.

Формируется модулирующий сигнал $U_M(t)$, имеющий спектральную плотность мощности $S_M(f)$ (фиг. 1, б). Генерируется колебание $U_{Г}(t)$ с перестраиваемой частотой $f_{Г}$. Делением в V , W и Z целое количество раз частоты $f_{Г}$ колебания $U_{Г}(t)$ формируются соответственно колебание $U_{ВП}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, вспомогательное опорное $U_{ВO}(t)$ и опорное $U_{O}(t)$ колебания. Модуляцией сигналом $U_M(t)$ колебания $U_{ВП}(t)$ формируется модулированный по тому или (и) иному параметру сигнал $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты со спектральной плотностью мощности $S_{ВПМ}(f)$. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательного опорного колебания $U_{ВO}(t)$ формируется сигнал $U_{ВПП}(t)$ со спектральной плотностью $S_{ВПП}(f)$. Образуется модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты выделением спектральных компонент сигнала $U_{ВПП}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты $f_{ВO}$ вспомогательного опорного колебания. Балансной амплитудной модуляцией сигналом $U_{ПМ}(t)$ опорного колебания $U_{O}(t)$ формируется сигнал $U_{ПП}(t)$ со спектральной плотностью $S_{ПП}(f)$. Образуется выходной модулированный сигнал $U_H(t)$ на несущей частоте f_H выделением спектральных компонент сигнала $U_{ПП}(t)$, расположенных выше либо ниже частоты f_O опорного колебания. При этом во всем диапазоне $f_P - f_L$ несущих частот f_H частота $f_{Г}$ колебания с перестраиваемой частотой и целые положительные значения параметров V , W и Z выбираются таким образом, что обеспечивается совпадение с необходимой точностью выбранного $f_{П}$ и определяемого выражением (4) фактического $f_{П}^{\cdot}$ значений промежуточной частоты, а также точное совпадение требуемого f_H и задаваемого выражением (5) фактического f_H^{\cdot} значений несущей частоты.

Таким образом, предлагаемый способ генерирования модулированных сигналов отличается от известного тем, что вводятся следующие новые операции: операции деления в V , W и Z раз частоты $f_{Г}$ колебания с перестраиваемой частотой для образования соответственно колебания вспомогательной промежуточной частоты, вспомогательного опорного и опорного колебаний; операция формирования модулированного сигнала $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты посредством модуляции сигналом $U_M(t)$ по тому или (и) иному параметру колебания вспомогательной промежуточной частоты; операция образования сигнала $U_{ВПП}(t)$ посредством балансной амплитудной модуляции сигналом $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательного опорного колебания $U_{ВO}(t)$. Сформулированные отличия обеспечивают повышение стабильности несущей частоты модулированных сигналов.

Предлагаемый способ генерирования модулированных сигналов реализуется устройством, структурная схема которого приведена на фиг. 4. Она содержит источник 1 модулирующего сигнала, перестраиваемый генератор 2, модулятор 3, делители 4, 6 и 9 частоты, балансный модулятор 5, фильтр 7 промежуточной частоты, балансный модулятор 8, ПФ 10₁ - 10₂.

Источник 1 формирует модулирующий сигнал $U_M(t)$ со спектральной плотностью мощности $S_M(f)$. Генератор 2 вырабатывает колебание $U_{Г}(t)$ с перестраиваемой в поддиапазоне $0,5f_L - f_L$ частотой $f_{Г}$. Делением в V , W и Z целое количество раз (делители соответственно 4, 6 и 9) частоты колебания $U_{Г}(t)$ образуются соответственно колебание $U_{ВП}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты, вспомогательное опорное $U_{ВO}(t)$ и опорное $U_{O}(t)$ колебания. В модуляторе 3 сигнал $U_M(t)$ модулирует по тому или (и) иному параметру колебание вспомогательной промежуточной частоты $f_{ВП}$. Полезный продукт модуляции

- модулированный сигнал $U_{ВПМ}(t)$ вспомогательной промежуточной частоты со спектральной плотностью $S_{ВПМ}(f)$ - выделяется избирательной цепью, входящей в состав модулятора 3 и имеющей АЧХ $K_{ВПМ}(f)$. Как показано при обосновании предлагаемого способа, при генерировании модулированных сигналов в диапазоне несущих частот $f_p - f_L$ значение $f_{ВП}$ вспомогательной промежуточной частоты изменяется в некотором поддиапазоне $f_{ВП,MIN} \leq f_{ВП} \leq f_{ВП,MAX}$. Соответственно ему выбирается полоса пропускания избирательной цепи модулятора (фиг. 1, б).

Сигнал $U_{ВПМ}(t)$ в модуляторе 5 выполняет балансную амплитудную модуляцию колебания $U_{ВО}(t)$, частота которого может принимать разные значения при ограничениях $f_{ВО} \geq f_{ВО,MIN}$. В результате модуляции образуется сигнал $U_{ВПП}(t)$ со спектральной плотностью $S_{ВПП}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая - ниже (подавленной) частоты $f_{ВО}$ вспомогательного опорного колебания. Фильтр 7 с АЧХ $K_{ПМ}(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент сигнала $U_{ВПП}(t)$ и тем самым образует модулированный сигнал $U_{ПМ}(t)$ промежуточной частоты с ее фактическим (определяемым выражением (4)) значением $f'_{П}$. Значения параметров V и W выбираются (варьируются) так, что при всех несущих частотах f_H из диапазона $f_p - f_L$ значение $f'_{П}$ практически неизменно и воспроизводит выбранное значение $f_{П}$ и промежуточной частоты с небольшой относительной погрешностью Δ_{MAX} . Частота $f_{П}$ совпадает с одной из частот $f_{Пi}$ ($i = \overline{1, N}$), которым отвечают минимальные значения $\Delta_{MAX,i}$ (фиг. 3). С учетом этого, в отличие от избирательной цепи модулятора 3, центральная частота фильтра 7 совпадает с выбранной промежуточной частотой $f_{П}$.

Сигнал $U_{ПМ}(t)$ в модуляторе 8 выполняет балансную амплитудную модуляцию опорного колебания $U_{О}(t)$, образуемого на выходе делителя 9. В результате формируется сигнал $U_{ПП}(t)$ со спектральной плотностью $S_{ПП}(f)$. Одна группа его спектральных компонент расположена выше, другая - ниже (подавленной) частоты $f_{О}$ опорного колебания. ПФ 10 с АЧХ $K_{Н}(f)$ выделяет одну из двух групп спектральных компонент $S_{ПП}(f)$ и тем самым образует выходной модулированный сигнал $U_{Н}(t)$ на требуемой несущей частоте $f_H = f'_H$ в соответствии с уравнениями (4) и (5) (на фиг. 1, б, изображен случай $f'_H = f_{Г}/W - f_{Г}/V$ и $f_H = f'_H = f_{О} + f'_H$).

Изменяя частоту $f_{Г}$, можно формировать модулированный сигнал в диапазоне $f_p - f_L$ несущих частот f_H . При этом, как показано применительно к устройству фиг. 2, в случае использования одного ПФ 10 значение $f_p - f_L \approx f_{П}$, т.е. не превышает значения промежуточной частоты. Если диапазон $f_p - f_L$ является более широким, то его в общем случае необходимо разбить на J отдельных поддиапазонов и в состав устройства включить не один, а J ПФ $10_1 - 10_J$ (фиг. 4). Формирование модулированных сигналов в конкретном k -м поддиапазоне достигается с помощью соответствующего ПФ 10_k .

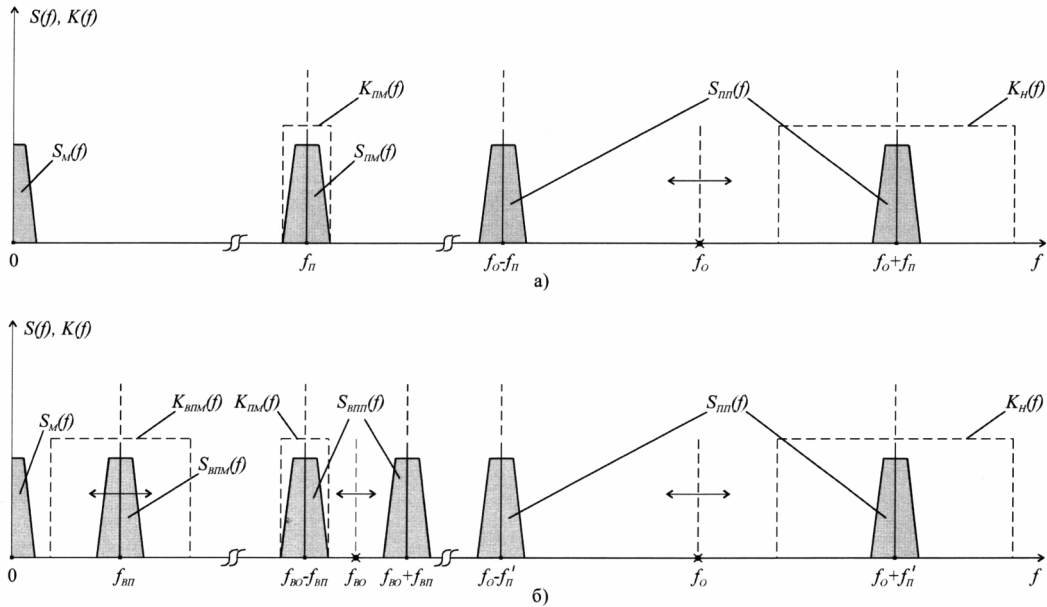
Оценим стабильность несущей частоты f_H генерируемых модулированных сигналов. Для этого, как и при анализе известного способа, предположим, что перестраиваемый генератор 2 обладает относительной нестабильностью $\delta = \Delta f_{Г} / f_{Г}$. Для определенности также примем, что несущая частота формируется по варианту $f'_{П} = f_{ВО} + f_{ВП}$ и $f_H = f'_H = f_{О} - f'_{П}$ (фиг. 1, б). С учетом последнего предположим, что в некоторый момент времени частота колебаний генератора 2 приняла значение $f_{Г} + \Delta f_{Г}$. Ему отвечают мгновенные значения $(f_{Г} + \Delta f_{Г})/V$, $(f_{Г} + \Delta f_{Г})/W$ и $(f_{Г} + \Delta f_{Г})/Z$ частот колебаний соответственно $U_{ВП}(t)$, $U_{ВО}(t)$ и $U_{О}(t)$, образуемых делением частоты колебаний генератора 2. Тогда мгновенное значение несущей частоты оказывается равным $f_H + \Delta f_H = (f_{Г} + \Delta f_{Г})/Z - (f_{Г} + \Delta f_{Г})/W - (f_{Г} + \Delta f_{Г})/V = (1/Z - 1/W - 1/V) \cdot (f_{Г} + \Delta f_{Г})$. Это соответствует относительной нестабильности $\delta_H = \Delta f_H / f_H = \Delta f_{Г} / f_{Г} = \delta$. Последнее означает, что на любой несущей частоте f_H (независимо от ее аб-

ВУ 9561 С1 2007.08.30

солютного значения) обеспечивается одинаковая относительная нестабильность, равная относительной нестабильности колебаний перестраиваемого генератора и существенно меньшая, чем в известном способе генерирования модулированных сигналов.

Источники информации:

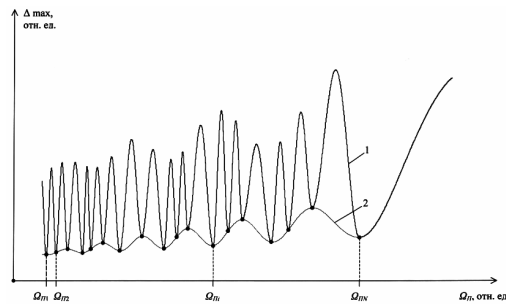
1. Радиопередающие устройства / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1996. - С. 560 (с. 450-458, 502-508) (прототип).



Фиг. 1



Фиг. 2



Фиг. 3