

Активный смеситель сдвига частоты миллиметрового диапазона на диодах Ганна

С. В. Плаксин, И. И. Соколовский

*Институт транспортных систем и технологий НАН Украины "Трансмаг",
ул. Писаржевского, 5, г. Днепрпетровск, 49005, Украина
E-mail: plm@westa-inter.com*

Статья поступила в редакцию 29 декабря 2004 г.

Представлены результаты экспериментального исследования энергопрочного смесителя сдвига частоты миллиметрового диапазона с усилением на полупроводниковом автогенераторе, работающем в режиме принудительной синхронизации входным сигналом.

1. Введение

При настройке и регулировке приемной части РЛС возникает потребность в имитации СВЧ сигналов передатчика и гетеродина, отличающихся по частоте на величину промежуточной. Аналогичная задача возникает при использовании регенеративных и сверхрегенеративных усилителей [1], в которых выходной сигнал неизбежно отличается от входного, когда требуется выровнять значения частот входного и выходного сигналов, а также в системах связи, где сдвиг частоты входного сигнала необходим во избежание самовозбуждения ретранслятора [2]. Использование варакторов в диодных преобразователях [3] позволяет получить заданный частотный сдвиг порядка десятков мегагерц, однако потери преобразования полезного сигнала (порядка 9 дБ) оказываются недопустимо большими для указанных применений. К тому же варакторы в миллиметровом диапазоне все еще несовершенны [4, 5].

Кроме того, существуют области использования смесителей сдвига, где соответствующая радиоаппаратура должна работать в условиях наличия сильных электрических полей, в частности, в составе радиоволновой информационно-управляющей системы сверхскоростного наземного магнитолеви-

тирующего транспортного средства [6-8], тягово-левитационная система которого является источником мощных помеховых электромагнитных полей, так что соответствующие компоненты системы должны быть энергопрочными.

В качестве активных элементов устройства сдвига частоты, удовлетворяющих требованиям надежного функционирования в интенсивных помеховых электромагнитных полях, могут быть использованы двухэлектродные полупроводниковые объемные (без $p-n$ перехода) структуры, проявляющие электрическую активность в СВЧ диапазоне за счет междолинного переноса электронов (МЭП-диоды, или диоды Ганна), лавинно-пролетные диоды и $p-i-n$ структуры [9-10]. Основным недостатком технических решений в [9-10] является невысокий коэффициент передачи при преобразовании частоты.

В настоящей работе сделана попытка реализовать частотный сдвиг со значительным усилением обрабатываемого сигнала, без ухудшения спектральных характеристик входного сигнала, на основе синхронизации предварительно амплитудно-модулированным входным сигналом, боковые составляющие которого отстоят от центральной частоты на величину требуемого частотного сдвига.

2. Функционирование устройства

Высококогерентный сигнал, подлежащий частотному преобразованию, создавался стабильным генератором коаксиально-волноводной конструкции на диоде Ганна типа АА728. Она была реализована на основе отрезка прямоугольного волновода с сечением канала 7.2×3.4 мм со встроенной индуктивностью, вносящей в колебательную систему значительное по модулю положительное реактивное сопротивление [11], и с короткозамыкающим подвижным поршнем с высоким коэффициентом отражения [12]. На частотах $33 \div 34$ ГГц обеспечивалось достаточно высокое значение нагруженной добротности такой колебательной системы – порядка 200. В указанном диапазоне частот величина генерируемой мощности не ниже 40 мВт.

На рис. 1 приведена структурная схема испытательной установки. Входной сигнал на частоте 33 ГГц от источника 1 через ферритовый вентиль 2 поступал на амплитудный модулятор 3 на $p-i-n$ диоде, на управляющий вход которого подавалось модулирующее напряжение от источника 4. Начальные потери мощности в таком модуляторе не превышали 1 дБ при глубине модуляции не менее 25 дБ. В результате амплитудной модуляции синусоидальным сигналом, частота f_M которого диктовалась требуемым частотным сдвигом (в данных исследованиях 60 МГц), спектр преобразованного сигнала, кроме центральной ча-

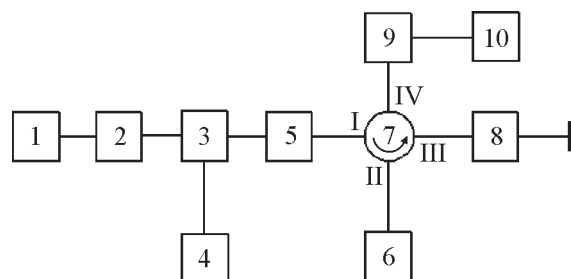


Рис. 1. Структурная схема испытательной установки

стоты f_0 , содержал боковую нижнюю $f_{бн} = f_0 - f_M$ и боковую верхнюю $f_{бв} = f_0 + f_M$ составляющие, уровень которых на $5 \div 6$ дБ ниже уровня составляющей сигнала на частоте f_0 . Уровень более высоких и более низких боковых составляющих спектра не превышал -25 дБ от уровня на частоте f_0 .

Через регулируемый аттенюатор 5 (ДЗ-36А) и далее через входы I и II четырехплечего циркулятора 7 все три составляющие $f_{бн}$, f_0 , $f_{бв}$ сигнала поступали на вход электрически перестраиваемого полупроводникового автогенератора 6 на диоде Ганна типа АА718, построенного по двухконтурной схеме аналогично [13] и перестраиваемого варактором в пределах ± 170 МГц относительно пролетной частоты диода при практически неизменной выходной мощности. В качестве последнего использовался лавинопролетный диод типа 2А717А-4 в допобойном режиме. При перестройке частоты в пределах ± 250 МГц неравномерность амплитудно-частотной характеристики не превышала 1.5 дБ. Двухконтурная схема автогенератора позволяла варьировать амплитудно-частотную характеристику и таким образом оптимизировать параметры устройства. Использование в автогенераторе узла крепления активных элементов с низким тепловым сопротивлением и высокой фиксирующей способностью [14] позволяла увеличить длительность безотказной работы активных элементов и устройства в целом при значительных механических нагрузках (вибрациях). Режекторный фильтр 8, настроенный на центральную частоту f_0 , был подключен к третьему плечу циркулятора 7. Четвертое плечо циркулятора через полосовой фильтр 9 соединялось с нагрузкой 10 (измеритель мощности, анализатор спектра, частотомер).

Очевидно, если выбрать частоту автогенератора f_a такой, чтобы выполнялось условие

$$\Delta f_0 < (f_{бн} - f_a) \leq \Delta f_{бн}$$

(где Δf_0 и $\Delta f_{\text{бн}}$ – полосы синхронизации сигналов f_0 и $f_{\text{бн}}$, соответственно), то при обеспечении известных мощностных соотношений [15] происходит захват сигнала f_a сигналом $f_{\text{бн}}$ с усилением последнего примерно до уровня мощности автоколебаний $P_a = 13 \div 14$ мВт. Составляющие сигнала f_0 и $f_{\text{бв}}$ отфильтровываются фильтрами 8 и 9 соответственно. Аналогичным образом при

$$\Delta f_0 < (f_a - f_{\text{бв}}) \leq \Delta f_{\text{бв}}$$

(где $\Delta f_{\text{бв}}$ – полоса синхронизации сигнала $f_{\text{бв}}$), сигнал f_a захватывается сигналом $f_{\text{бв}}$ с усилением последнего до того же уровня P_a . Составляющие сигнала f_0 и $f_{\text{бн}}$ также могут быть отфильтрованы фильтрами 8 и 9.

После захвата стабильность частоты выходного сигнала становится одного порядка со стабильностью входного, поэтому полосу синхронизации автогенератора и коэффициент усиления можно регулировать изменением добротности его колебательной системы без ухудшения спектральных характеристик преобразованного сигнала. В двухконтурной системе это легко осуществляется изменением коэффициента связи между активным контуром, содержащим диод Ганна, и контуром управления, содержащим варактор.

3. Результаты эксперимента

На рис. 2 представлена передаточная характеристика смесителя сдвига в широком диапазоне интенсивностей входных сигналов при различных значениях отстройки, т. е. разности частоты входного сигнала и частоты одной из выбранных боковых гармоник модуляционного спектра. Кривым 1-5 отвечают отстройки 5, 10, 25, 50 и 100 МГц соответственно. При малых значениях входного сигнала усиление происходит за счет отрицательной проводимости диода Ганна в окрестности его пролетной частоты [16, с. 115-118]. Абсолютное значение от-

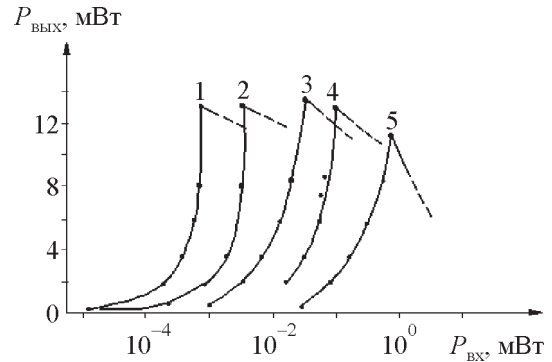


Рис. 2. Передаточная характеристика смесителя сдвига при различных значениях отстройки

рицательной проводимости максимально вблизи пролетной частоты и уменьшается по мере удаления от нее, что и находит отражение на зависимостях коэффициента усиления при различных отстройках. Точка излома на каждой из кривых соответствует захвату частоты автогенератора, после чего по мере увеличения входного сигнала коэффициент передачи уменьшается. Разумеется, практический интерес представляет ситуация, когда произошел захват частоты. В таком режиме при входных сигналах порядка $10^{-3} \div 10^{-2}$ мВт достигается коэффициент передачи с усилением $30 \div 40$ дБ. Сравнительный анализ характера спектров входного и преобразованного сигналов (по виду огибающих спектра на экране спектроанализатора С4-28) свидетельствует об их полной идентичности.

4. Заключение

Таким образом, смеситель сдвига частоты миллиметрового диапазона, построенный на полупроводниковом автогенераторе на базе серийно выпускаемых диодов Ганна, в режиме принудительной синхронизации обеспечивает возможность частотного преобразования сигнала со значительным коэффициентом усиления. При этом предварительная амплитудная модуляция входного сигнала на частотах, определяе-

мых величиной требуемого сдвига частоты, обеспечивает независимость величины частотного сдвига при значительных вариациях уровня обрабатываемого сигнала. Отметим также, что применение в разработанном устройстве энергопрочных компонентов позволяет использовать его не только в радиоволновой информационно-управляющей системе магнитолевитирующих транспортных средств, для которой указанное устройство целенаправленно разрабатывалось, но и в других радиоэлектронных системах, функционирующих в сложной электромагнитной обстановке.

Литература

1. Калашников Н. И. Системы связи через искусственные спутники Земли. – М.: Связь, 1989. – 383 с.
2. Винтман З. Л., Гончаров В. В., Соколовский И. И., Челядин А. В. Микроэлектроника. – 1978. – Т. 3, №7. – С. 274-278.
3. Кутын А. С. Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1979. – Т. 10. – С. 86-88.
4. Klein N., Panaitov G., Daya K. S. Proceedings of the 5 International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves. – Kharkov: IEEE, 2004. – P. 35-39.
5. Каток В. Б., Манько А. А. В сб.: Материалы 14 Межд. Крымской конференции “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”. – Севастополь: Вебер, 2004. – С. 115-116.
6. Дзензерский В. А., Плаксин С. В., Соколовский И. И. Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2002. – №1. – С. 108-114.
7. Dzenzersky V. A., Sokolovsky I. I., Plaksin S. V., Pogorelaya L. M. Proceedings of 17th International Conference on MAGnetically LEVitated Systems and Linear Drives “MAGLEV’2002”. – Lausanne, Switzerland, EPFL-press, 2002. – (CD-ROM).
8. Egner Peter, Dangelmeyr Juergen. Proceedings of the The 18th International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives MAGLEV’2004. – Shanghai, China, NMTC-press, 2004. – P. 734-739.
9. Коломойцев В. Ф., Плаксин С. В., Привалов В. Н., Соколовский И. И. Электронная техника. Серия “Электроника СВЧ”. – 1990. – Т. 10 (434). – С. 16-18.
10. Медведев В. Д., Тихомиров А. А., Посадский В. Н. Радиотехника и электроника. – 1979. – Т. XXIV, №4. – С. 874-875.

11. А.с. 1363422 (СССР) И. И. Соколовский, В. Я. Крысь, С. В. Плаксин. Оpubл. в БИ, 1987, № 48, с. 36.
12. Коломойцев В. Ф., Плаксин С. В., Соколовский И. И. Электронная техника. Серия “Электроника СВЧ”. – 1984. – Т. 7. – С. 7-9.
13. Костылев С. А., Соколовский И. И. Радиотехника. – 1973. – Т. 28, №3. – С.102-103.
14. Пат. 57222А Украина, МКИ H01P1/00. I. I. Соколовський, С. В. Плаксін, М. Я. Житник, М. Ф. Загуральський, Л. М. Погоріла. Оpubл. в БИ, 2003, №6, 18 с.
15. Фомин Н. Н. Синхронизация диодных генераторов СВЧ. – М.: Связь, 1974. – 73 с.
16. Костылев С. А., Гончаров В. В., Соколовский И. И., Челядин А. В. Полупроводники с объемной отрицательной проводимостью в СВЧ-полях. – Киев: Наукова думка, 1987. – 141 с.

Активний змішувач зсуву частоти міліметрового діапазону на діодах Ганна

С. В. Плаксін, І. І. Соколовський

Наводяться результати експериментального дослідження енерготривкого змішувача зсуву частоти міліметрового діапазону з підсиленням на напівпровідниковому автогенераторі, що працює у режимі примусової синхронізації вхідним сигналом.

Gunn Diode Millimetre-Wave Frequency Shift Mixer-Amplifier

S. V. Plaksin and I. I. Sokolovskiy

The experimental results with the energy-durable millimeter-wave frequency shift mixer-amplifier employing a semiconductor oscillator with a master-slave input signal synchronization are shown.

