

Известно, что устойчивость системы, полоса захвата и удержания определяются коэффициентом передачи разомкнутой петли ФАПЧ.

В [2] приведены основные характеристики петли ФАПЧ второго порядка.

Полоса захвата петли ФАПЧ второго порядка равна

$$\Delta\omega_3 = K_{\tau} K_{ГУН} (\tau_2/\tau_1),$$

где τ_1 и τ_2 — постоянные времени пропорциональноинтегрирующего фильтра.

Полоса удержания

$$\Delta\omega_{уд} = K_{\tau} K_{ГУН}.$$

Из рис. 2 видно, что в различных точках полосы частот $K_{ГУН}$ имеет различные значения и, чтобы обеспечить приемлемые полосы захвата и удержания, требуется изменять и K_{τ} .

Составлена программа для определения зависимости крутизны ФД от входного сигнала. Из полученных результатов следует, что крутизна ФД в пределах рабочих частот изменяется от уровня входного сигнала согласно данным программы, приведенным в таблице. Следовательно, такое из-

Результаты, полученные при машинном расчете K_{τ}

P_r , Вт	P_c , Вт	K_{τ} , В/рад
4.00000E-03	1.00000E-05	.0706173
4.00000E-03	2.00000E-05	.0997481
4.00000E-03	3.00000E-05	.122015
4.00000E-03	4.00000E-05	.140716
4.00000E-03	5.00000E-05	.157129
4.00000E-03	6.00000E-05	.171909
4.00000E-03	7.00000E-05	.18546
4.00000E-03	8.00000E-05	.198021
4.00000E-03	9.00000E-05	.209769
4.00000E-03	1.00000E-04	.220854
4.00000E-03	2.00000E-04	.308588
4.00000E-03	3.00000E-04	.373529
4.00000E-03	4.00000E-04	.426381
4.00000E-03	5.00000E-04	.471379
4.00000E-03	6.00000E-04	.510741
4.00000E-03	7.00000E-04	.545753
4.00000E-03	8.00000E-04	.577322
4.00000E-03	9.00000E-04	.606056
4.00000E-03	1.00000E-03	.632435

менение K_{τ} может быть использовано для компенсации неравномерности крутизны ГУН в рабочей полосе частот. С этой целью и введен управляемый аттенуатор АТ1. По результатам той же программы при изменении мощности гетеродина на 3 дБ K_{τ} практически не изменяется.

Конструкция синтезатора частот. Конструктивно синтезатор частот состоит из двух частей. В герметичной части расположены следующие функциональные узлы: генератор, УВК, автогенератор, фазовый детектор, усилители, аттенуаторы. Эта часть

выполнена по микрополосковой технологии, каждый функциональный узел отделен от другого собственным экраном для исключения взаимного влияния.

В негерметичной части СЧ располагаются стабилизаторы напряжений, коммутаторы, плата устройства управления.

Разработан синтезатор частот для автоматизированного измерительного комплекса.

Параметры СВЧ

Полоса рабочих частот, МГц	=160
Дискрет перестройки, МГц	20
Количество частотных точек	17
Нестабильность выходных частот за сутки	не хуже $=5 \cdot 10^{-8}$
Уровень устанавливаемой мощности на каждой из частотных точек, мВт	5 — 60
Максимальная скорость переключения частот в автоматическом режиме, мкс	0.5
Подавление побочных составляющих в рабочем диапазоне частот, дБ	не хуже —50
Габаритные размеры, мм	350 × 200 × 140
Масса, кг	менее 4,5
Потребляемая мощность, Вт	7

Синтезаторы, подобные разработанному, могут быть использованы не только в схемах контроля, но также любых других радиотехнических устройствах, где требуется высокая скорость переключения частот и чистота спектра. Дальнейшие усовершенствования СЧ могут идти по линии миниатюризации массогабаритных характеристик, уменьшения мощности потребления, улучшения электрических параметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Манасевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование): Пер. с англ./Под ред. А. С. Галина.— М.: Связь, 1979.— 384 с.
2. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении: Пер. с англ./Под ред. Ю. Н. Бакаева, М. В. Капранова.— М.: Советское радио, 1978.— 600 с.
3. Микроэлектронное устройство формирования частоты СВЧ-диапазона на основе умножителя частоты сверхвысокой кратности/В. В. Князев, В. И. Митин, И. С. Формальнов, А. С. Хечумов//Электронная техника. Сер. 10, Микроэлектронные устройства — 1986.— Вып. 4(58).— С. 20 — 23.

Статья поступила 27 февраля 1989 г.

УДК 621.372.4

П. В. Волков, В. В. Матвеев, И. А. Соколов

ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ, СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ДИСКОВЫМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ РЕЗОНАТОРАМИ

Рассмотрены конструкции генераторов, стабилизированных внешними дисковыми диэлектрическими резонаторами (ГДДР). Особое внимание уделено конструкции ГДДР, работающих при температуре 300 К. Экспериментально исследованы добротности ГДДР и спектральная плотность фазовых флуктуаций генераторов при температурах 77 и 300 К.

Для современных средств радиосвязи, метрологии и радиоастрономии характерно стремление к улучшению параметров используемых источников колебаний, одной из важных характеристик которых является спектральная плотность фазовых шумов $S_{\varphi}(F)$. В решающей степени спектр $S_{\varphi}(F)$ определяется добротностью колебательной системы генератора.

В настоящее время все большее распространение получают генераторы, стабилизированные дисковыми диэлектрическими резонаторами (ДДР). В ДДР мультиинвольного типа удается сочетать достаточную разряженность дискретного спектра с высокой добротностью и малыми габаритами резонансной системы.

Конструкция генераторов

В данной работе приведены результаты исследований четырех генераторов на дисковых диэлектрических резонаторах из монокристаллического лейкосапфира. В дальнейшем эти генераторы обозначаются как: Г1 — криогенный ГДДР без электронной подстройки частоты, рабочая температура $T = 77$ К; Г2 — криогенный ГДДР ($T = 77$ К) с электронной подстройкой частоты; Г3 — ГДДР с электронной подстройкой частоты ($T = 300$ К); Г4 — модификация генератора Г3.

Резонаторы в генераторах Г1 и Г2 включены на «отражение», в генераторах Г3, Г4 — на «проход». Электронная подстройка частоты в генераторах Г2 и Г3 осуществлялась подачей управляющего напряжения $U_{\text{в}} = 0 - 10$ В от внешнего источника питания (ИП) на варикап VD2 типа 3А603 (2А604), включенный в «горячую» секцию генератора. Относительная электронная перестройка составляла $\Delta f/f_{\text{г}} = \pm 10^{-7}$.

Конструктивно генераторы Г1 и Г2 представляют собой вакуумированные криостаты с ДДР, охлажденными до температур жидкого азота 77 К, и «горячими» резонаторами на отрезках прямоугольных волноводов с гермопереходами и клинообразными диэлектрическими элементами связи.

Генераторы Г3 и Г4 (рис. 1) выполнены невакуумированными с элементом связи рупорно-щелевого типа. Активным элементом 5 во всех генера-

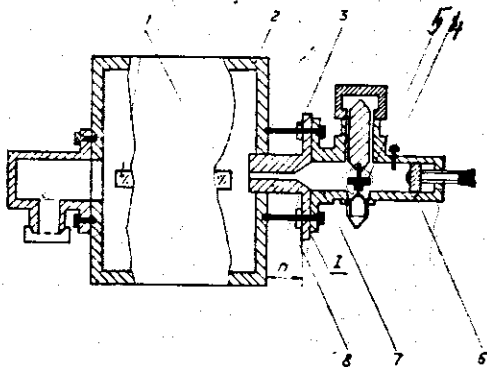


Рис. 1. Конструкция генераторов ГДДР:

1 — ДДР; 2 — объемный резонатор; 3 — регулятор связи с ДДР; 4 — винт механической настройки; 5 — диод Ганна VD1; 6 — подстроечный поршень; 7 — «горячий» резонатор; 8 — рупорно-щелевой элемент связи

торах служит диод Ганна (ДГ) VD1 типа 3А703 (3А705). Элементами грубой настройки в относительных пределах $\pm 10^{-1}$ в такой конструкции служат: ножевая диафрагма, расположенная в середине «горячего» резонатора в плоскости ZOY (у генератора Г3); подстроечный поршень 6, плавно перемещающийся по оси Z «горячего» резонатора (у генератора Г4); винт механической настройки 4, расположенный на расстоянии ~ 15 мм от места включения VD1. Стандартный волновод с ножевой диафрагмой включается в зазор I между «горячим» резонатором 7 и элементом связи 8.

Выход на выбранную моду ДДР обеспечивается: регулировкой согласующей щелевой диафрагмы, представляющей собой тонкую пластинку из меди с узкой щелью, включаемую в зазор I; согласующими элементами в объемном резонаторе; режимом «горячей» секции — винтом механической подстройки, напряжениями $U_{\text{ДГ}}$ и $U_{\text{в}}$ на диодах VD1 и VD2, соответственно. С помощью регулятора связи 7 можно изменять расстояние n , регулируя тем самым связь с ДДР путем подбора оптимального расстояния между элементом связи и высокودобротным резонатором.

У генераторов Г1 и Г2 грубая настройка обеспечивается винтом механической настройки, аналогичным 4 на рис. 1. Точная настройка на частоту выбранной моды ДДР осуществляется за счет изменения напряжения питания $U_{\text{ДГ}}$ на генераторном диоде и подбором $U_{\text{в}}$ цепи электронной подстройки.

Настройка и измерение частоты генераторов

Поскольку система ГДДР имеет большое число независимых регулирующих элементов (число степеней свободы), необходимо пользоваться экспрессным методом последовательной настройки, обладающим хорошей сходимостью и наглядной индикацией оптимальности. Нами в качестве критерия оптимальности выбрана нагруженная добротность $Q_{\text{н}}$ «холодного» резонатора, а целевой функцией — её максимум.

Многомерная поверхность функции добротности от параметров конструкции имеет максимум, который определяем, анализируя поведение $Q_{\text{н}}$ модуляционным методом [1]. Схема настройки и измерения частоты генераторов представлена на рис. 2.

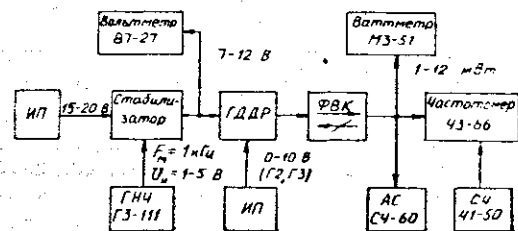


Рис. 2. Схема настройки и измерения частоты ГДДР

Свидетельством того, что генерация осуществляется на моде ДДР, являются виды спектральных линий, изображенные на рис. 3. При частотах модуляции $F_{\text{м}} = 1$ кГц и напряжениях модуляции

$U_m = 0,3 - 3$ В уровень боковых составляющих пренебрежимо мал и о добротности Q_n можно судить по медленно меняющейся несущей.

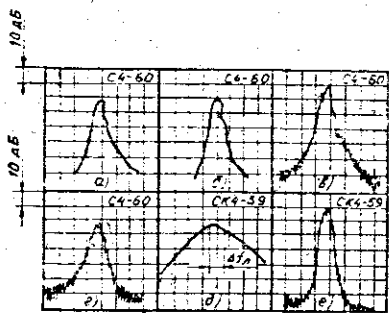


Рис. 3. Радиоспектры колебаний ДДР:

- а — генератор Г1: $f_r = 9599784,4$ кГц; $U_{дг} = 9,01$ В; $P_r = 5 - 10$ мВт (параметры АС: обзор 5 кГц/дел; полоса — 1 кГц);
- б — генератор Г2: $f_r = 9602130,2$ кГц; $U_{дг} = -14,07$ В; $U_B = -(9 \frac{1}{2} - 10)$ В; $P_r = 7 - 12$ мВт (параметры АС те же);
- в — генератор Г3: $f_r = 9561,97$ МГц; $U_{дг} = -9,04$ В; $U_B = 0,5$ В; $P_r = 1 - 3$ мВт (параметры АС те же; параметры модуляции: $U_m = 0,4$ В, $F_m = 1$ кГц);
- г — генератор Г4: $f_r = 9397,25$ МГц; $U_{дг} = -10,3$ В; $P_r = 2$ мВт (параметры АС и модуляции те же);
- д — разностный сигнал $\Delta f_p = 2,343$ МГц генераторов Г1 и Г2; $U_{\Delta f_p} = 100$ мВ; обзор 0,5 кГц/дел; полоса 0,3 кГц;
- е — разностный сигнал $\Delta f_p = 2,349$ МГц генераторов Г1 и Г2; $U_{\Delta f_p} = 70$ мВ; обзор 1 кГц/дел; полоса 1 кГц (параметры модуляции: $U_m = 1$ В, $F_m = 1$ кГц)

Нетрудно заметить особенности формы линий одиночных генераторов, представленных на рис. 3: характерная пилообразная асимметрия и участок с небольшим изгибом. Разрешающая способность анализаторов спектра не позволяет выяснить истинную ширину Δf_n спектральных линий, поэтому по линии невозможно сравнить генераторы на различных модах и при различных (77 и 300 К) рабочих температурах. Однако можно наблюдать наглядно влияние модуляции на окрестность несущей. Искажение верхушки линии меньше в тех случаях, когда нагруженная добротность Q_n выше. Особенно это различие заметно при сравнении генераторов с разными рабочими температурами: при $T = 77$ К $Q_n = (3 - 30) \cdot 10^5$; при $T = 300$ К $Q_n = (3 - 30) \times 10^5$. В этом смысле лучший результат получен для генератора Г1: при оптимизации по модуляционному методу удалось наблюдать линию при максимальных уровнях калибровочной модуляции $U_m = 3,5$ В и частоте $F_m = 1$ кГц. При этом $f_{Г1} = 9599834,6(7)$ кГц; $P_{Г1} = 1,53$ мВт; напряжение питания $U_{дг} = -9,48$ В. Отметим для сравнения, что обычно выходная мощность $P_{Г1}$ при неоптимальной настройке на максимум Q_n для данного генератора составляла 7—10 мВт. При оптимальной настройке реализован «мягкий» режим возбуждения с обеих сторон от рабочей моды. Экспериментально установлено, что для эффективного использования электронной подстройки предпочтительнее включать вместо варикапа VD2 диод Ган-

на такого же типа, что и генераторный VD1. При этом значительно улучшается согласование с «горячим» резонатором, реализуется «мягкий» режим возбуждения колебаний. ДДР из лейкосапфира имеет достаточно сильную температурно-частотную зависимость. При измерении частоты генераторов Г1 и Г2 относительная режимная нестабильность составила $\delta f = 10^{-7}$, у генераторов Г3 и Г4 $\delta f = \pm 10^{-5}$.

Измерение нагруженной добротности ДДР в экране и добротности спектральной линии

Схема измерения нагруженной добротности Q_n на «проход» диэлектрических резонаторов в экране при 300 К изображена на рис. 4, а. Добротность ДДР в экране оцениваем по формуле

$$Q_n = \frac{f_p}{\Delta f}$$

где f_p — частота измеряемой моды ДДР; Δf — ширина резонансной характеристики на уровне 3 дБ.

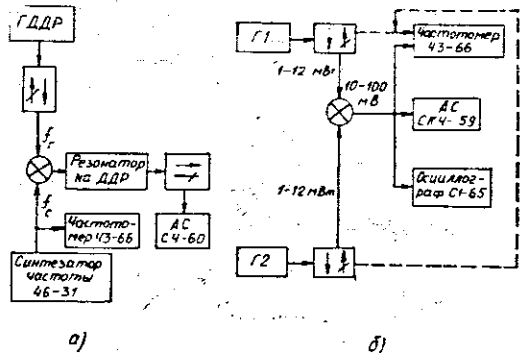


Рис. 4. Схемы измерения добротности Q_n ДДР в экране (а) и измерения добротности Q_n спектральной линии (б)

Преимущество указанного метода измерения Q_n состоит в том, что он позволяет наблюдать АЧХ резонатора на экране анализатора спектра (АС) и оценивать Q_n прямым методом непосредственно по резонансной характеристике. Модуляционный метод, о котором говорилось выше, является косвенным методом, менее точным. Для того чтобы успешно измерить Q_n вышеуказанным методом, необходимо приблизительно знать значение частоты измеряемой моды резонатора f_p . В этом случае удастся правильно подобрать частоту синтезатора $\pm f_c = f_r - f_p$, чтобы точно попасть на моду f_p резонатора, что способствует повышению точности измерений.

Результаты измерения Q_n составили $(5 - 10) \times 10^5$ при 300 К. Разрешающая способность АС типа СЧ-60 позволяет гарантировать достоверность измерений $Q_n \leq 10^6$, что связано с точностью измерения Δf по резонансной характеристике ДДР в экране.

Измерение добротности спектральной линии Q_n на разностной частоте $\Delta f_p = f_2 - f_1$ проводится по схеме рис. 4, б, где f_1 и f_2 — частоты генераторов Г1 и Г2, соответственно. Такая схема позволяет

наблюдать спектр колебаний на частоте Δf_p на экране анализатора СК4-59 и оценивать Q_n аналогично оценке Q_n в предыдущем случае, т. е. по ширине спектральной линии разностной частоты на уровне 3 дБ. При измерении Q_n предполагается $f_1 \approx f_2 \approx f_r$.

Измерения проводились на разностной частоте $\Delta f_p \sim 2,3$ МГц. Получены значения добротностей $Q_n = (10 - 30) \cdot 10^6$. Конкретный результат измерений

$$Q_n = \frac{9,6 \cdot 10^9}{0,5 \cdot 10^3} \approx 19 \cdot 10^6$$

представлен на рис. 3, д.

Модулируя поочередно напряжение на ДГ $U_{дг}$ каждого из генераторов Г1 и Г2, можно оптимизировать генераторы по форме спектральной линии на разностной частоте (рис. 3, е).

Результаты оптимизации одиночных генераторов и генераторов на разностной частоте несколько различны, так как в последнем случае сказывается изменение нагрузки (генераторы нагружены на смеситель).

Чувствительность предлагаемых методов измерения добротностей составила $(2 - 3) \cdot 10^6$ для Q_n и $(20 - 30) \cdot 10^6$ для Q_n , соответственно.

Измерение спектра фазовых шумов

Спектральная плотность фазовых флуктуаций $S_\varphi(F)$ ГДДР была исследована на ИФ5901 СА. На рис. 5, а изображена схема измерения $S_\varphi(F)$ одиночных генераторов, на рис. 5, б — схема измерения криогенных генераторов Г1 и Г2 двухканальным разностным методом. Измерения проводились при полосе ФАПЧ измерителя 20 Гц и полосе анализа $\Delta F_A = 3$ Гц анализатора СК4-56.

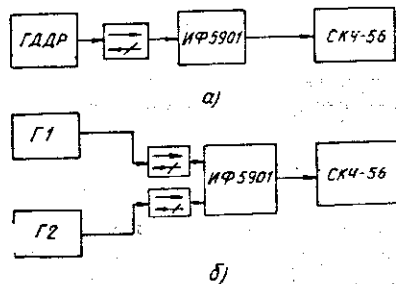


Рис. 5. Схема измерения $S_\varphi(F)$ ГДДР одиночных генераторов (а) и генераторов, разнесенных по частоте двухканальным разностным методом (б)

На рис. 6 представлены результаты измерения $S_\varphi(F)$. В диапазоне частот отстроек $F = 50$ Гц — 5 кГц $S_\varphi(F)$ носит ярко выраженный характер частотного фликкер-шума: скорость изменения ~ 30 дБ/дек. Измерения $S_\varphi(F)$ на отстройках F ниже 30 Гц нельзя считать достоверными, изгиб кривых $S_\varphi(F)$ связан, видимо, с недостаточной чувствительностью и полосой ФАПЧ измерителя, а также с взаимным влиянием измеряемых ГДДР. При измерении одиночных генераторов чувствительности измерительной стойки на

частотах анализа F свыше 1 кГц также недостаточно.

Результатом того, что генераторы при рабочей температуре ДДР 77 К имеют Q_n примерно на порядок выше, чем генераторы при температуре ДДР 300 К, явилась разница в значениях $S_\varphi(F)$ между генераторами Г1, Г2 и Г3, Г4, которая составила

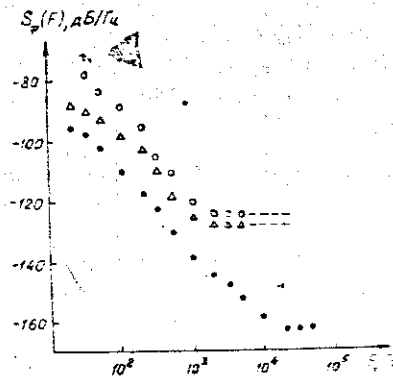


Рис. 6. Экспериментальные зависимости спектральной плотности $S_\varphi(F)$ ГДДР:

○ — одиночный генератор Г3 на частоте $f_r = 8,96$ ГГц; △ — генератор Г3 после оптимизации по максимуму Q_n ; ● — спектры генераторов Г1 и Г2 на $f_r \sim 9,6$ ГГц, измеренные по двухканальному разностному методу

в среднем 12 — 15 дБ. При многократном измерении $S_\varphi(F)$ получена хорошая воспроизводимость результатов. Разница измерений по сериям, отстоящим на несколько дней, недель, составила ± 2 дБ.

Результаты экспериментов

Результаты исследований ГДДР показывают, что для оптимальной настройки на частоту f_r выбранной рабочей моды ДДР (критерий оптимальности — максимум Q_n) в конструкциях должны быть предусмотрены элементы грубой и точной настройки. Для оптимизации генераторов по максимуму Q_n очень удобным оказался модуляционный метод, с помощью которого удается наглядно сравнить генераторы при азотных (77 К) и комнатных (300 К) температурах. Тот факт, что модуляционный метод позволяет оптимально настроиться на моду ДДР, подтвердился и при измерении шумовых характеристик: минимальные фазовые шумы $S_\varphi(F)$ соответствовали оптимальным, т. е. максимальному Q_n .

При измерении частоты генерируемых колебаний наблюдались долговременные уходы частоты f_r ГДДР. Предполагаемые причины таких уходов — релаксационные и сорбционные процессы материала мультипольного резонатора и несовершенство криогенной системы.

В работе предложен метод прямого измерения нагруженной добротности Q_n ДДР в экране непосредственно по АЧХ резонатора. Результаты измерений: $Q_n = (5 - 20) \cdot 10^6$. Лучший результат — $2 \cdot 10^6$ при $T = 300$ К находится на уровне разрешения предлагаемого метода. Для сравнения ука-

жем, что в [2] приводится результат для $Q_H \sim 2,6 \cdot 10^5$ при $T = 300$ К как рекордно высокий.

Экспериментально доказано, что при работе на азимутальных колебаниях ДДР для достижения максимальных Q_H необходимо идти не только по пути оптимизации добротности тепловых потерь $Q_T(\text{tg } \delta)$, но и по пути оптимизации радиационной добротности $Q_{\text{рад}}$, которая в большей степени определяет суммарную добротность мультипольного резонатора типа ДДР. Для этого необходимо оптимизировать размеры ДДР и специального экрана с соответствующими элементами настройки.

Измерена добротность спектральной линии Q_L на разностной частоте Δf_p криогенных генераторов. Указана возможность оптимизации модуляционным методом по виду линии колебания на разностной частоте Δf_p .

Измерены спектральные плотности фазовых флуктуаций $S_\varphi(F)$ ГДДР, при отстройке от несущей на 1 кГц получены следующие результаты:

$$S_\varphi(1 \text{ кГц}) = -125 \text{ дБ/Гц при } T = 300 \text{ К;}$$

$$S_\varphi(1 \text{ кГц}) = -145 \text{ дБ/Гц при } T = 77 \text{ К.}$$

Выводы

Рассмотрены конструкции ГДДР при рабочих температурах 77 и 300 К. Предложен модуляционный метод оптимизации генераторов по максимуму Q_H .

Измерены добротности Q_H и Q_L и проведены исследования спектральной плотности фазовых шумов $S_\varphi(F)$.

Полученные экспериментальные результаты подтверждают перспективность использования диэлектрических резонаторов для построения эталонных высокостабильных маломощных источников колебаний в диапазоне СВЧ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков П. В., Матвеев В. В. К оценке нагруженной добротности резонатора в высокостабильных СВЧ-генераторах. Электронная техника. Сер. 10, Микроэлектронные устройства.— 1987.— Вып. 3(63).— С. 27—29.
2. Панов В. И., Станков П. Р. Стабилизация частоты генераторов высокودобротными диэлектрическими резонаторами из лейкосапфира//Радиотехника и электроника.— 1986.— Т. 31, № 1.— С. 213.

Статья поступила 20 февраля 1989 г.

УДК 621.391.23.037.3

А. П. Сахаров, А. В. Шагин, С. Д. Шипакин

МЕТОД РАСЧЕТА КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Рассмотрен метод расчета установившегося напряжения сигналов в линии передачи информации. Учитываются свойство линии, зависимость выходного напряжения источника сигналов от величины эквивалентной нагрузки и зависимость сопротивления каждой из нагрузок от напряжения.

Основными параметрами канала передачи данных являются напряжение информационного сигнала на приемном входе абонента и выходное напряжение передающего канала абонента. В работе рассматривается метод определения этих величин для канала передачи с линией связи ограниченной длины и заданным количеством абонентов.

Под линией связи ограниченной длины подразумевается линия, нагруженная на концах на волновое сопротивление, у которой электрическая длина не превышает длину волны высокочастотной части спектра передаваемых сигналов. Рассматривается случай передачи двуполярных импульсных сигналов длительностью $\tau_H = 0,5 - 1,5$ мкс, длина линии связи l_0 не превышает $l_0 \leq 100$ м. Эта оценка основана на результатах работы [1], в которой установлено, что спектр подобных сигналов обычно сосредоточен в диапазоне до 2 МГц.

Вычисляются установившиеся значения импульсного напряжения сигнала на входе каждого абонента — приемника, т. е. считается, что переходные процессы в согласованной короткой линии не оказывают влияния на амплитуду сигнала. Такой подход основан на том, что постоянная времени заряда — разряда всей линии τ_L меньше длительности информационного импульса τ_H , т. е. $\tau_L \ll \tau_H$ где $\tau_L = l_0 C_0 \frac{R_c}{2}$; C_0 — емкость одного метра ка-

беля; R_c — согласующее сопротивление, включаемое на концах кабеля.

В нашем случае $C_0 \approx 75$ пФ/м, $R_c = 75$ Ом, т. е. $\tau_L \approx 3 \cdot 10^{-8}$ с, $\tau_H \approx 0,5 \cdot 10^{-6}$ с. Эти оценки являются основанием для применимости метода «постоянного тока» к расчету данного канала передачи, т. е. рассчитываются только амплитуды напряжений импульсного информационного сигнала, учитываются чисто активные сопротивления элементов канала.

Особенностью современных приемно-передающих устройств каналов передачи, выполненных в полупроводниковых приборах, является зависимость величины входного сопротивления абонента от уровня сигнала в линии. Наиболее сильно это может проявиться при выключении питания выходных цепей передающего каскада абонента. В этих случаях выходные цепи передатчика потребляют энергию из линии, т. е. дополнительно ее нагружают. В предлагаемом методе расчета подобное явление сводится к представлению нагрузки (выключенного i -го передатчика) в виде нелинейного сопротивления.

Как правило, абонент — источник сигнала обладает внутренним сопротивлением, по величине с измеримым с внешней нагрузкой; для источника таковой является вся линия. В связи с этим напряжение источника сигнала U_i зависит от эквивалентного сопротивления линии R_0 в точке подключения источника. В расчете это учитывается соотношением $U_i = f(R_0)$.

Расчет простейшего канала, состоящего из двух — трех абонентов с нелинейными входными выходными характеристиками, возможен аналитическим методом. Подобный расчет реального канала со множеством абонентов аналитическим мет-