

Е. А. Mizrakh, D. K. Lobanov

DYNAMIC SYNTHESIS OF DC LOAD WITH ENERGY RECUPERATION INTO POWER NETWORK OF SPACECRAFT POWER SUPPLY SYSTEM TEST COMPLEX

The method of dynamic synthesis of DC load with energy recuperation into power network of spacecraft power supply system test complex has been developed.

Keywords: energy-efficiency, DC load, recuperation.

© Мизрах Е. А., Лобанов Д. К., 2011

УДК 621.396.962.23

В. А. Фельк, Ю. С. Воронцов, А. Н. Фомин, А. И. Ступников

ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ С ПОМОЩЬЮ МОДИФИЦИРОВАННОГО ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА

Предложена методика высокоточного измерения дальности с использованием модифицированного эффекта Доплера.

Ключевые слова: эффект Доплера, фазовая автоподстройка частоты.

Измерение абсолютного значения дальности можно реализовать путем осуществления приращения частоты излученного радиосигнала при условии, что фаза принятого сигнала от переотражающей антенны в точке излучения исходного радиосигнала будет стационарна. Это условие можно выполнить за счет изменения частоты исходного радиосигнала таким образом, чтобы разность фаз принимаемого сигнала от переотражающей антенны и исходного радиосигнала была равна нулю. Данный принцип измерения можно реализовать, используя генератор исходного радиосигнала, которым будет управлять устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) по сигналу рассогласования, принимаемого от переотражающей антенны [1]. Особенность метода заключается в том, что можно измерять абсолютную дальность с точностью менее длины волны.

Теоретическое обоснование метода. Измеряемое расстояние D определяется по соотношению:

$$D = \frac{c}{2f} \frac{\psi}{360^\circ} = \frac{\lambda}{2} (n + \varphi), \quad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны; f – частота генератора управляемого напряжением (ГУН); ψ – полная фазовая задержка; λ – длина волны; n – целая часть фазовой задержки сигнала.

Здесь введено обозначение $\varphi = \frac{\psi - 360^\circ n}{360^\circ}$,

$$n = \frac{\psi}{360^\circ}.$$

Работа ФАПЧ при использовании интегрального закона регулирования обеспечивает значение $\varphi = 0$ за счет изменения частоты ГУН f , поэтому получаем:

$$D + d = \frac{c}{2(f + \Delta f)} n, \quad (2)$$

где d – приращение дальности.

Из соотношений (1) и (2) получаем выражение для приращения дальности d :

$$d = \frac{cn}{2(f + \Delta f)} - \frac{cn}{2f} = \frac{cnf - cnf - cn\Delta f}{2(f + \Delta f)f} \approx -\frac{cn\Delta f}{2f^2}. \quad (3)$$

Последнее выражение представим в обобщенном виде:

$$\frac{d}{D} = -\frac{\Delta f}{f}. \quad (4)$$

Описание экспериментальной установки.

Современные цифровые синтезаторы частоты гигагерцового диапазона обеспечивают шаг перестройки частоты 100 Гц и менее, что позволяет использовать их в предложенном методе [2]. В лабораторных условиях макет локатора приведен в масштабе расстояний 1 : 200, что позволяет осуществить работы в пределах помещения лаборатории на малых мощностях излучения с использованием приборов общего назначения: осциллографа С1–91 и анализатора спектра СК4–59. Значения приращения частоты на 1 мм перемещения антенны ретранслятора согласно выражению (4) составит 600 кГц, что с достаточной точностью измеряется анализатором спектра СК4–59. Осциллографом С1–91 регистрируется огибающая принимаемого сигнала с выхода синхронного детектора.

На выходе генератора имеем сигнал частотой 2,85 ГГц с диапазоном перестройки 15 МГц и мощностью 5 мВт. Нагрузкой генератора является микрополосковый полуволновой вибратор, расположенный в фокусе параболического отражателя диаметром 1 м, что обеспечивает коэффициент антенны равный 30 дБ.

В макете принимаемый сигнал от переотражателя детектируется фазовым детектором, усиливается на 70 дБ и после синхронного детектирования наблюдается на экране осциллографа С1-91 (рис. 1, 2).

Генератор макета выполнен на транзисторе VT1 (типа КТ640) по схеме емкостной трехточки с заземленным коллектором. Синхронное детектирование сигнала осуществляется на базовом переходе транзистора VT1 и усиленный сигнал этим же транзистором снимается с его коллектора и подается на двухкаскадный полосовой усилитель с коэффициентом усиления 80 дБ и затем на выход. Перестройка генератора осуществляется изменением коллекторной емкости транзистора VT1 путем изменения тока коллектора R1. Нестабильность генератора не превышает 100 кГц.

Антенна ретранслятора представляет собой параболическое зеркало диаметром 1 м, в фокусе которой расположен коммутируемый полуволновой микрополосковый вибратор. Коммутируется вибратор Pin-диодом Д1, обеспечивающим короткое замыкание вибратора тока Pin-диода 10 мА и холостой ход ($R_{\text{pin}} > 1 \text{ кОм}$) при обратном напряжении на Pin-диоде, равном 10 В. Управляется Pin-диод импульс-

ным генератором. Электрическая схема ретранслятора приведена на рис. 3.

Импульсный генератор выполнен на транзисторах VT1-VT2 и представляет собой симметричный мультивибратор. Частота генерирования составляет 300 Гц. Коммутируемая нагрузка на P_{in}-диоде обеспечивает переключение фазы сигнала отражения на 180°, это позволяет идентифицировать сигнал ретранслятора от сигналов окружающих объектов, подвижных и неподвижных.

Экспериментальная проверка метода. Методика лабораторных испытаний заключается в регистрации приращений несущей частоты генератора в зависимости от величины перемещения положения ретранслятора до локатора.

Поль фазы отраженного сигнала регистрируется на осциллографе С1-91, а частота сигнала излучения и его мощность – анализатором спектра СК4-59. Расстояние между антеннами устанавливается равным 5 м. Параболические отражатели не используются, а антеннами являются полуволновые микрополосковые вибраторы. Величина перемещения ретранслятора измеряется линейкой со шкалой нониуса (использована готовая механическая часть от волноводной измерительной линии).

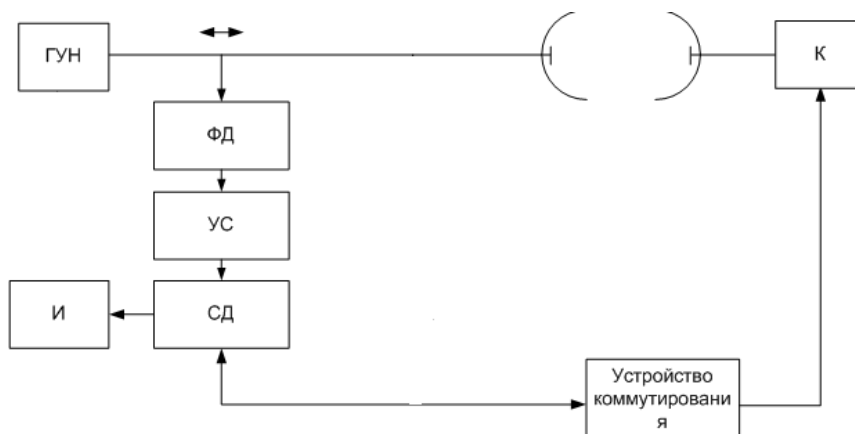


Рис. 1. Структурная схема макета:

ГУН – генератор управляемый напряжением; ФД – фазовый детектор; УС – усилитель; СД – синхронный детектор; И – точка индикации обогнувшей выходного сигнала СД; К – коммутатор переизлучающей антенны, установленной на точке переизлучения

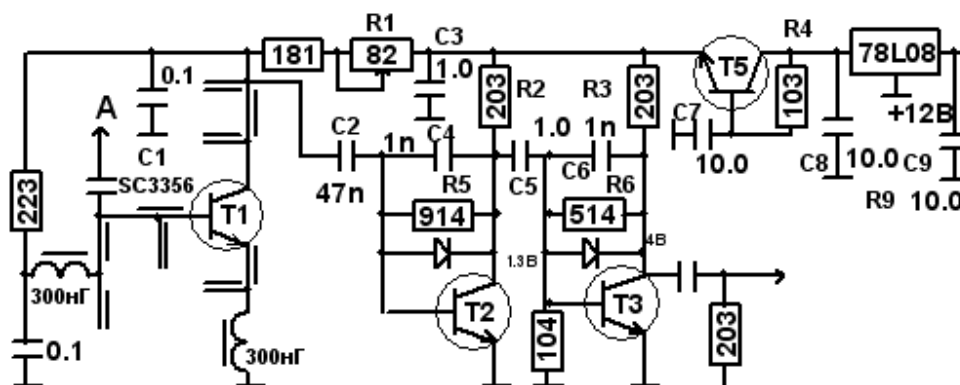


Рис. 2. Принципиальная схема макета

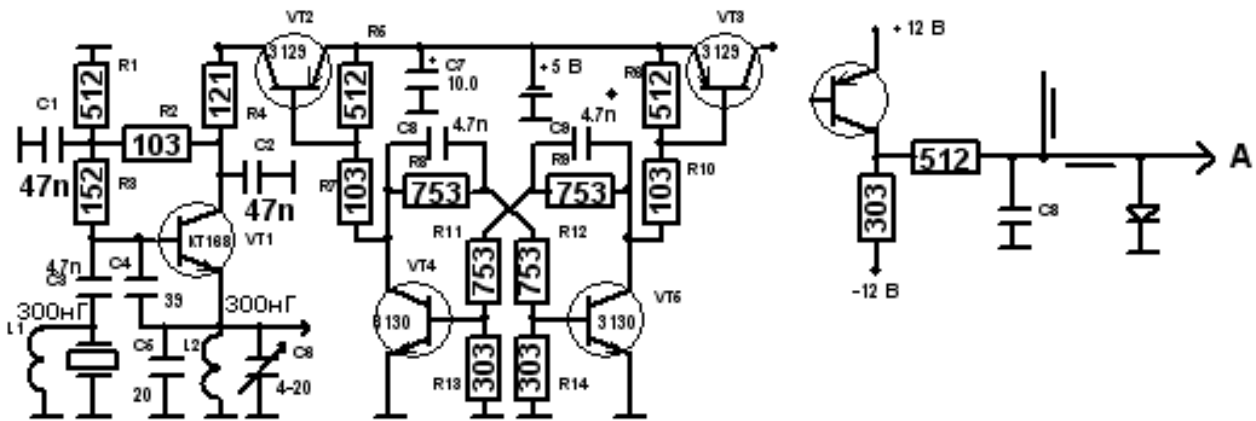


Рис. 3. Электрическая схема ретранслятора

Таблица 1

Результаты испытаний макета

№ цикла измерения	d , мм	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
1	Δf , МГц	0	1,200	2,450	2,600	4,750	6,000	7,250	8,400	9,650	10,800	12,000
2	Δf , кГц	0	1,250	2,400	3,700	4,800	5,900	7,100	8,400	9,600	10,850	11,900
3	Δf , кГц	0	1,200	2,400	3,600	4,800	5,950	7,150	8,300	9,550	10,800	12,050

Таблица 2

Результаты экспериментальных исследований

l , мм	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75
U , мВ	80	180	200	200	80	100	0	140	200	220	200	100	0	100	180	180

Частота генератора сигнала устанавливается вручную с помощью потенциометра R1 (см. рис. 2). Количество циклов измерений равно трем при шаге $d = 2$ мм в диапазоне изменений $d = \pm 10$ мм относительно заданного положения, устанавливаемого по нулю фазы сигнала на средней несущей частоте. Результаты испытаний приведены в табл. 1 при начальной частоте генератора сигнала, равной 2 840 МГц, что соответствует $d = 0$.

Согласно табл. 1, погрешность измерения величины приращения d антенны ретранслятора составляет менее 0,5 мм. Расстояние между антеннами увеличено до 21 м. Уровень шума – 20 мВ. Результаты эксперимента представлены в табл. 2. Расчетная точность метода измерения абсолютной дальности, реализованного на описанной установке, составляет ~0,01 мм.

По зависимости выходного напряжения от приращения расстояния построен график (рис. 4).

Таким образом, использование параболических отражателей метрового диаметра на макете и ретрансляторе повысит энергетику канала на 120 дБ, что обеспечит увеличение дальности на 30 дБ (до 500 м). Для обеспечения дальности 1 км необходимо повысить мощность генератора макета на 12 дБ, т. е. до величины 20 мВт. Шаг частоты перестройки генера-

тора должен быть не более 1 кГц. Реализацию режима ФАПЧ целесообразно осуществить с использованием микроЭВМ.

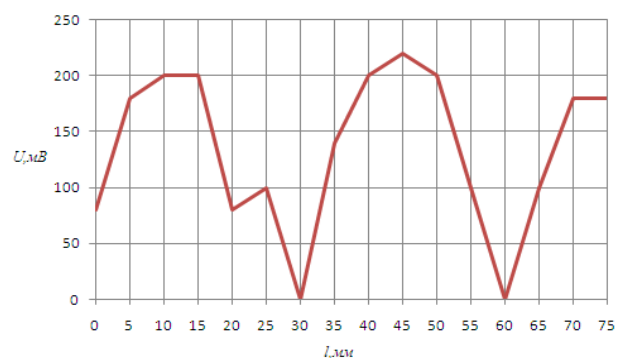


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от приращения расстояния

Библиографические ссылки

1. Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты : монография. М. : Связь, 1972.
2. Коновалов Г. Ф. Радиоавтоматика : монография. М. : Высш. шк., 1990.

V. A. Fel'k, Yu. S. Vorontsov, A. N. Fomin, A. I. Stupnikov

MEASUREMENT OF DISTANCE WITH THE HELP OF THE MODIFIED DOPPLER EFFECT

The method of high-precision measurement of distance is suggested with the use of the modified Doppler effect.

Keywords: Doppler effect, phase self-tuning of frequency.

© Фельк В. А., Воронцов Ю. С., Фомин А. Н., Ступников А. И., 2011

УДК 629.735.064

Л. Г. Шаймарданов, О. Г. Бойко

МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ СЛОЖНЫХ СИСТЕМ ПРИ ПЕРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРАХ ПОТОКОВ ОТКАЗОВ АГРЕГАТОВ

Предложен метод эквивалентной линеаризации переменного параметра потока отказов агрегатов.

Ключевые слова: надежность функциональных систем, интегральная функция вероятности отказа, параметр потока отказов.

В работах [1–3] предложен метод расчета надежности сложных функциональных систем самолетов гражданской авиации при стационарности потока отказов ω . В соответствии с ним вероятность отказа функциональной системы рассчитывается на дискретных отрезках времени $[0, t]$.

Для вероятности отказа агрегатов принято следующее распределение равномерной плотности, при котором интегральная функция распределения записывается в виде

$$q(t) = \omega \cdot t. \quad (1)$$

Распределение с равномерной плотностью вероятности соответствует условию стационарности, накладываемому на пуассоновский поток отказов. Здесь уместно отметить, что на практике потоки отказов функциональных систем более редкие, чем агрегатов, и также пуассоновские.

Приняв $t = 1$, из выражения (1) можно определить вероятность отказа за 1 ч, как этого требуют нормы летной годности самолетов:

$$q(1) = \omega \cdot 1 = \omega_1. \quad (2)$$

Для принятия дискретного отрезка времени $[0, t]$ протяженностью τ как единичного (например, 3 600 с или продолжительность типового полета самолета) в указанных работах предложено приводить к τ параметр потока отказов, при этом

$$\omega_\tau = \omega \cdot \tau. \quad (3)$$

Тогда выражение (2) запишется в виде

$$q(\tau) = \omega_\tau \cdot 1. \quad (4)$$

При определении вероятности отказа агрегата на отрезке τ , принятом за единичный, интегральная функция определена уже как дискретное событие. Это

обеспечивает корректность применения теоремы умножения вероятности для расчета надежности сложной системы.

Для системы с общим резервированием, состоящей из n параллельно включенных подсистем, содержащих по n последовательно соединенных агрегатов, выражение для расчета вероятности отказа записывается в виде

$$Q_c = \{1 - [1 - q(\tau)]^n\}^n. \quad (5)$$

В отмеченных работах по выражению (5) определяется вероятность отказа системы только на дискретных отрезках времени $[0, t]$. Ему не приписываются свойства интегральной функции вероятности отказа системы.

В монографии [4] отмечается, что даже у обслуживаемых (восстанавливаемых) агрегатов потоки отказов могут быть медленно меняющимися во времени, т. е. $\omega = \text{var}$. При работе необслуживаемых систем, имеющих различные виды резервирования (горячий резерв, холодный резерв, скользящее резервирование), потоки отказов агрегатов, естественно, возрастают по мере увеличения наработки. В связи с этим задача построения решения для расчета надежности системы при переменных по времени параметрах потоков отказов агрегатов является актуальной.

Для решения поставленной задачи необходимо заменить на единичном отрезке времени $[0, t]$ переменный параметр потока отказов эквивалентным постоянным. Для этого можно использовать метод, разработанный в [1–3]. В теории колебаний для решения задачи с нелинейным трением широко применяется метод эквивалентной линеаризации. В ряде случаев нелинейные дифференциальные уравнения с нелинейным диссипативным звеном не имеют решения. Для приведения таких уравнений к линейным дифференциальным уравнениям и используется этот метод.