

КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ МОДУЛЯЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧМ-ДАЛЬНОМЕРОВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ПРИНЯТОГО СИГНАЛА

COMPENSATION NONLINEAR MODULATION FEATURES FM-RANGE FINDERS ON BASE OF ANALYSIS OF TAKEN SIGNAL

Рязань, ООО Контакт-1
Ryazan, LTd Kontakt-1

It is considered the method of estimation nonlinear modulation feature FM generator on unevenness of frequency of difference signal. On base such estimations is formed the voltage of correction, added to modulating voltage and reducing degree not-uniformities. As a result this iteration procedures is produced the compensation nonlinear before possible value. Influence is considered of different factors upon velocity of convergence iteration process.

В данной работе рассматриваются ЧМ дальномеры повышенной точности, предназначенные для измерения малых расстояний (1÷30 м.). При этом требуется перестройка частоты ΔF в широком диапазоне, достигающем значения 10% от несущей частоты. Точность измерения расстояния и стабильность работы ЧМ дальномера во многом зависят от линейности модуляционной характеристики (МХ) СВЧ генератора. В настоящее время известны методы обеспечения линейности МХ с помощью прямого синтеза частоты с использованием контура ФАПЧ. Синтез осуществляется на сравнительно низкой несущей частоте. Затем выполняется умножение частоты до требуемой величины и усиление полученного сигнала. Эти методы позволяют получить хорошую линейность и широкий диапазон перестройки генератора, однако их реализация относительно сложна и недёшева. Поэтому представляет интерес вопрос обеспечения линейности МХ более простым и дешёвым методом.

Учитывая, что речь идет об измерении малых расстояний, когда задержка сигнала t_3 пренебрежимо мала по сравнению с периодом модуляции T_m , можно попытаться компенсировать нелинейность генератора на основе анализа принятого сигнала. Известно, что фаза разностного сигнала $\Phi_p(t)$ на выходе смесителя ЧМ дальномера может быть записана в виде [1]:

$$\Phi_p(t) = 2\pi F_n t_3 + 2\pi F(t) t_3, \quad (1)$$

где: F_n - несущая частота; t_3 - время задержки отражённого сигнала на входе приёмника; $F(t)$ - функция изменения частоты генератора с учётом нелинейности МХ.

Таким образом, в фазе разностного сигнала присутствует функция изменения частоты генератора. Поэтому, анализируя разностный сигнал, можно выявить отклонения закона изменения частоты от требуемого. Затем можно рассчитать по этому отклонению корректирующее напряжение $U_k(t)$, которое изменяется таким образом, чтобы скомпенсировать нежелательные изменения и произвести корректировку модулирующего напряжения $U(t)$, прибавляя к нему корректирующее:

$$U(t) = U_l(t) + U_k(t) = K_U t + U_k(t), \quad (2)$$

где: $K_U = \frac{2U_a}{T_m}$ - крутизна нарастания линейной части модулирующего напряжения, U_a - амплитуда модулирующего напряжения.

Для этого представим МХ генератора в виде суммы линейной $F_l(U)$ и нелинейной $F_{нл}(U)$ частей:

$$F(U) = F_l(U) + F_{нл}(U) = KU + F_{нл}(U), \quad (3)$$

где $K = \frac{2\Delta F}{T_m}$ - крутизна линейной части МХ.

Выражение (3) с учётом (2), разложением $F_{нл}(U)$ в степенной ряд и использованием первых двух членов ряда можно переписать в виде:

$$F(U) = [KU_{\kappa}(t) + F_{нл}(U) + F'_{нл}(U)U_{\kappa}(t)] + KU_{\lambda}(t). \quad (4)$$

Для исключения влияния нелинейной составляющей необходимо, чтобы выражение в квадратных скобках равнялось нулю. Отсюда после ряда достаточно простых преобразований можно получить формулу для корректирующего напряжения:

$$U_{\kappa}(t) = \frac{K_U \int_0^t \eta(t) dt}{1 - \eta(t)}, \quad (5)$$

где: $\eta(t) = \frac{\Delta T_p(t)}{T_{pl}} = KK_U t_3 \Delta T_p(t)$, - относительная неравномерность периода разностного сигнала, T_{pl} - период разностного сигнала, обусловленный линейной частью МХ, $\Delta T_p(t)$ - изменение периода разностного сигнала, вызванное нелинейностью модуляционной характеристики.

Величина $\eta(t)$ меньше единицы и при небольших значениях неравномерности вторым слагаемым в знаменателе (5) можно пренебречь. При этом получим более простое соотношение:

$$U_{\kappa}(t) = K_U \int_0^t \eta(t) dt. \quad (6)$$

Таким образом, расчёт корректирующего напряжения можно производить по соотношениям (5) или (6). Оба они являются приближёнными из-за принятых допущений, хотя выражение (5) более точное. По этой причине скорректировать нелинейность МХ однократным расчётом $U_{\kappa}(t)$ не удаётся.

Процедура формирования модулирующего напряжения является рекурсивной. Причём, по мере уменьшения неравномерности периодов разностного сигнала точность выражений (5) и (6) увеличивается. При этом целесообразно искать минимум функционала:

$$S = \max|\eta(t)|, \quad (7)$$

при ограничениях: $\Delta F = Const$, $T_m = Const$ и формировании модулирующего напряжения по формуле:

$$U_k(t) = U_{(k-1)}(t) + \alpha U_{\kappa k}(t), \quad (8)$$

где: $U_k(t)$ и $U_{(k-1)}(t)$ - модулирующее напряжение, полученное соответственно на k -м и $(k-1)$ -м шагах; $U_{\kappa k}(t)$ - корректирующее напряжение, вычисленное по выражению (5) или (6) на k -м шаге; $\alpha = 0 \div 1$ - малый параметр.

Практическая реализация этой процедуры предполагает использование микропроцессора в аппаратуре обработки и имеет некоторые особенности. В частности, экспериментальное нахождение зависимости $T_p(t)$ производится измерением текущих интервалов времени между пересечением разностным сигналом нулевого уровня (т.е. между нулями разностного сигнала). Поэтому рассматриваемая зависимость имеет дискретный характер с шагом по времени, равным текущему значению периода разностного сигнала, зависит от измеряемого расстояния R и содержит N значений:

$$N = \text{int}\left(\frac{4\Delta FR}{c}\right), \quad (9)$$

где: $\text{int}(\circ)$ - операция вычисления целой части числа, c - скорость света.

На каждой новой итерации положение нулей разностного сигнала на оси времени может отличаться от предыдущих шагов, т.к. происходит изменение модулирующего напряжения. Поэтому, начиная со второго шага, приходится производить пересчёт вновь полученного напряжения коррекции к точкам начального шага с помощью формул интерполяции и экстраполяции. Полное напряжение коррекции находится суммированием в исходных временных точках старого и вновь

полученного значений по выражению (8). Таким образом, происходит постепенное уточнение напряжения коррекции.

После такого пересчёта на каждой итерации необходимо производить масштабирование вновь полученного напряжения модуляции для поддержания прежней девиации частоты и граничных частот перестройки генератора. Масштабирование производится с помощью масштабного коэффициента, определяемого как отношение амплитуд старого и нового напряжений модуляции. Формирование зондирующего сигнала производится уже по новому напряжению модуляции с использованием вычисленного масштабного коэффициента. При этом формирование напряжения модуляции осуществляется цифровым методом с помощью ЦАП по формулам интерполяции.

Процесс коррекции можно не доводить до получения точного минимума соотношения (7). Его можно прервать при снижении неравномерности периодов разностного сигнала до допустимой величины, которая определяется уровнем чувствительности к остаточной нелинейности выбранного метода обработки сигнала разностной частоты.

С течением времени нелинейность МХ может изменяться, например, при изменении температуры окружающей среды. Поэтому целесообразно регулярно производить новую коррекцию нелинейности, используя текущие результаты измерения расстояния. Однако такую коррекцию следует производить только в том случае, когда в оцениваемой зависимости $T_p(t)$ имеется достаточное количество дискретных точек (не менее 10). Желательно, чтобы такая процедура была возможна при любой измеряемой дальности внутри рабочего диапазона измерителя. С этой целью необходимо так выбирать девиацию частоты зондирующего сигнала, чтобы на самой минимальной дальности в течение периода модуляции было необходимое количество периодов сигнала разностной частоты.

Эффективность рассмотренного алгоритма проверялась методом численного моделирования на ЭВМ. В качестве модели МХ использовалось выражение:

$$F(U) = KU + aU^2 + b \sin(dU + U_0), \quad (10)$$

где: a – коэффициент квадратичной части МХ, b – амплитуда колебательной части, d – коэффициент, обратный периоду изменения частоты по напряжению и U_0 – начальное положение колебательной части МХ.

Таким соотношением достаточно хорошо аппроксимируются многие экспериментально снятые МХ СВЧ генераторов с варакторной перестройкой в трёхсантиметровом диапазоне волн. При моделировании указанные параметры МХ изменялись в диапазоне значений, встречающихся у промышленных генераторов СВЧ.

Результаты моделирования представлялись в виде графиков зависимости скорости сходимости алгоритма от величины малого параметра α при различных значениях исходных данных. Скорость сходимости оценивалась числом итераций, необходимым для достижения заданной неравномерности частоты разностного сигнала.

Анализ подобных графиков показывает, что происходит достаточно уверенная компенсация в широком диапазоне нелинейности МХ.

Можно сделать следующие выводы:

- все графики имеют примерно одинаковый вид кривых, монотонно спадающих при увеличении варьируемого параметра α ;
- в случае колебательной нелинейности требуемое число шагов зависит от соотношения bd/K , т.к. оно определяет величину относительного изменения крутизны МХ, а в случае квадратичной нелинейности – от $2aU_a/K$;
- начальные значения необходимого числа итераций сильно зависят от характера нелинейности и могут достигать нескольких сотен и даже превышать тысячу при резких колебательных нелинейностях или могут быть всего несколько десятков при плавных квадратичных формах МХ;
- конечные значения необходимого числа итераций в большинстве случаев не превышают ста и могут быть даже менее десяти в зависимости от вида нелинейности;
- при плавной квадратичной нелинейности имеет значение не только величина квадратичного коэффициента, но и его знак, причём при одинаковом модуле коэффициента требуется примерно в два раза большее число шагов в случае положительного знака;
- величина параметра α существенно влияет на необходимое число итераций, которое наиболее резко снижается при изменении α от 0 до 0,3÷0,5, когда это число становится достаточно малым;

- выбирать варьируемый параметр α близким к единице не желательно, т.к. при некоторых резких нелинейностях возможно возникновение эффекта “перекомпенсации”, когда происходит не компенсация нелинейности, а наоборот, её обострение, поэтому наилучшим следует признать значения параметра в пределах от 0,5 до 0,7;
- требуемое число итераций увеличивается примерно в два раза при удвоении девиации частоты и снижении в 10 раз допустимой остаточной неравномерности периода разностного сигнала;
- рассмотренный алгоритм компенсации нелинейности МХ позволяет получить остаточную неравномерность периода разностного сигнала менее 0,1% при величине начальной неравномерности 30% ÷ 40%.

В целом, результаты теоретического анализа и численного моделирования рассмотренного алгоритма компенсации нелинейности МХ доказывают возможность практической реализации подобной процедуры в приборах, предназначенных для измерения малых расстояний с высокой точностью и стабильностью.

Литература

1. Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии. М. Сов. Радио, 1979г.