где ξ - обобщенная нагруженная расстройка ГР; βo - коэффициент связи ГР с полем регулярной ЛП (при $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$); β - коэффициент связи ГР с интерференционным полем нерегулярной структуры; Φ, F - параметры поляризации магнитного поля регулярной ЛП в точке расположения ГР; $h_л, h_п$ - комплексные амплитуды левой и правой циркулярных собственных функций магнитного поля в регулярной ЛП.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ю.Н. Полухин. Расчетная модель однозвенных гиромагнитных устройств СВЧ. Гиромагнитная электроника и электродинамика: тезисы докладов XVI Всесоюзного семинара, Куйбышев,1990.
2. Ю.Н. Полухин. Обобщенное описание резонансных характеристик однозвенных устройств на гиромагнитных резонаторах. Там же.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ В ОЦАП С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ СТРУКТУРНОЙ СХЕМОЙ

Гречишников В.М., Зеленский В.А., Борисов О.Ю.

Классическая задача оптимизации значений весовых коэффициентов передачи элементов назначения веса (*ЭНВ*) в оптическом цифроаналоговом преобразователе (*ОЦАП*) с последовательной структурной схемой заключается в нахождении параметров $x_1, x_2,.., x_n$, обеспечивающих экстремум (обычно минимум) показателей качества или системы $y_1, y_2,.., y_m$ [1, 2]. Показатели качества образуют критерий оптимизации $K = K(y_1, y_2,.., y_m)$, который в общем случае является вектором.

Величины $x_1, x_2,..x_n$ часто называют внутренними параметрами, а показатели качества $y_1, y_2,.., y_m$ — внешними параметрами устройства. Их связь устанавливается с помощью уравнений:

$$\begin{cases} y_1 = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \\ y_2 = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \\ \dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots\dots, \\ y_m = f(x_1, x_2, \dots, x_n). \end{cases} \qquad (1)$$

В тех случаях, когда критерий оптимизации K можно выразить через оптимизируемые параметры, он называется целевой функцией $K = f(x_1, x_2, .., x_n)$. В результате задача оптимизации сводится к нахождению экстремума скалярной функции многих переменных. Однако целевую функцию в указанном виде можно получить не всегда. В этом случае приходится решать систему из m уравнений с n неизвестными, как правило, используя численные методы решения. Такой системой уравнений описывается сигнал с выхода ОЦАП в устройстве последовательного сбора информации. На сигнал q_j оказывают влияние погрешности $\gamma_{\eta i}$, $\gamma_{\Sigma i}$.

Задача оптимизации такова. Определить числовые значения весовых коэффициентов η_i, чтобы влияние погрешностей $\gamma_{\eta i}$, $\gamma_{\Sigma i}$, было наименьшим. Необходимо синтезировать передаточную характеристику ОЦАП с максимальным допуском на установку квантовых уровней.

На рис. 1 показаны уровни компарации идеального линейного АЦП p_j и квантовые уровни характеристики ОЦАП q_j, преобразованные фотоприемником в электрическую форму. Для однозначности преобразования входного кода $a_1, a_2, .., a_n$ в выходной код $b_1, b_2, .., b_n$ необходимо, чтобы в каждый интервал (p_j, p_{j+1}) попало не более одного уровня q_j. Для случая, показанного на рис. 1, это условие не выполняется, т. к. в интервал (p_4, p_5) попали уровни q_3, q_4. Поэтому на первом этапе оптимизации нужно добиться выполнения вышеизложенного условия. Если оно выполнено, то наилучшим вариантом будет попадание уровней q_j в середины интервалов (p_j, p_{j+1}). Тогда допуск на отклонение уровня q_j будет равен $\Delta q_j = 0{,}5(p_j - p_{j+1})$.

При использовании линейного АЦП значение всех допусков Δq_j одинаковы и равны половине младшего разряда преобразователя: $\Delta q = 1/2^{n+1}$ В случае использования функционального аналого-цифрового преобразователя (*ФАЦП*), для каждого интервала (p_j, p_{j+1}) будет свой допуск Δq_j, определяемый как наименьшая по модулю разность между уровнями компарации p_j и p_{j+1} и квантовыми уровнями ОЦАП q_j:

$$\Delta q_j = min\left\{\left|p_j - q_j\right|, \left|q_j - p_{j+1}\right|\right\}. \qquad (2)$$

При единой технологии установки коэффициентов η_i, и квантовых уровней q_j, допустимая погрешность установки квантовых уровней должна определяться по наименьшему значению Δq_j, взятому для всех N интервалов (p_j, p_{j+1}). Математически это можно записать:

$$\Delta q = min\,\Delta q_j = min\left[min\left\{\left|p_j - q_j\right|, \left|q_j - p_{j+1}\right|\right\}\right], \text{ где } j = 1,\ 2 \ldots\ N - 1. \quad (3)$$

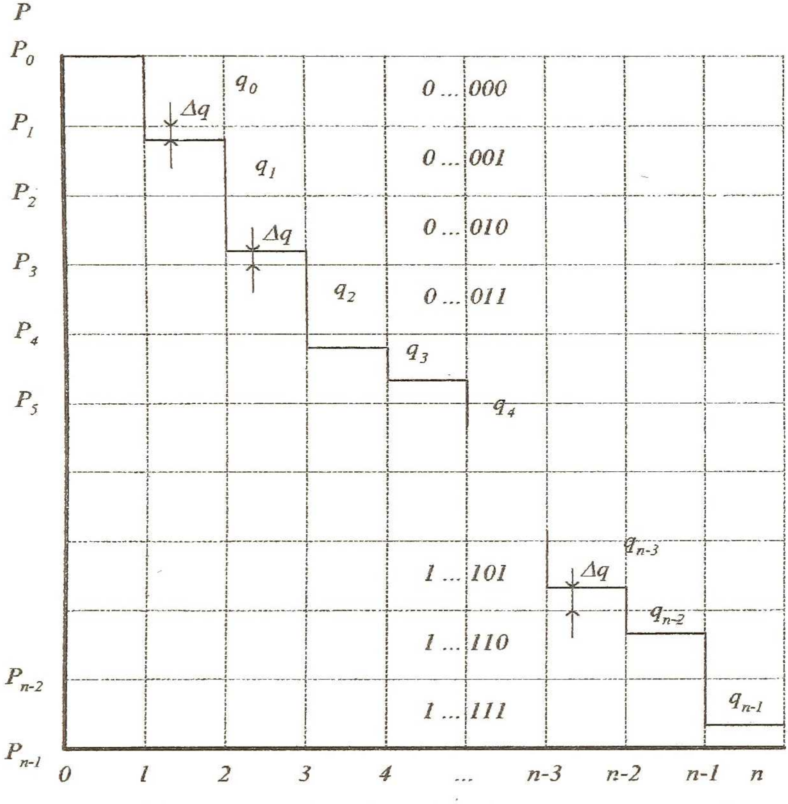

Рис. 1 К проблеме оптимизации передаточной характеристики ОЦАП
с последовательной структурой

Рассмотрим методы оптимизации ОЦАП с последовательной структурной схемой на основе ФАЦП с индивидуальной установкой уровней компарации. ФАЦП данного типа представляет собой АЦП параллельного преобразования, каждый уровень компарации которого устанавливается собственным резистивным делителем. В этом случае технически не сложно обеспечить наибольший допуск Δq для уже имеющейся характеристики ОЦАП регулировкой соответствующих резисторов. Для получения максимально возможной величины допустимой погрешности Δq в системе уравнений весовых коэффициентов выходного сигнала для схемы ОЦАП с умножением:

$$P'_q = \sum_{i=0}^{n} \left[\eta_{i н}\left(1 \pm \gamma_{\eta i}\right)\right]^{a_i}\left(1 \pm \gamma_{\Sigma i}\right), \qquad (4)$$

где $\eta_{iн}$ — номинальное значение весового коэффициента по i-тому каналу суммирования, a_i — значение цифры в i-том разряде входного оптического кода, $\gamma_{\eta i}$ — относительная погрешность установки i-того весового коэффициента; $\gamma_{\Sigma i}$ — относительная погрешность i-го канала оптического сумматора. Необходимо предварительно произвести квазилинеаризацию квантованной характеристики ОЦАП по критерию Колмогорова. При этом наименьшее расстояние между квантовыми уровнями q_j и q_{j+1} получаются максимально возможными.

Рассмотрим применение численного метода Хука — Дживса для квазилинеаризации характеристики последовательного ОЦАП. Особенностью применения численных методов является отсутствие строго критерия, позволяющего сделать заключение о правильности полученного результата. Например, для нахождения экстремума непрерывной функции многих переменных, достаточно исследовать ее Гессиан. В случае применения численных методов не исключено попадание в точки локального экстремума. Рассмотрим, как можно избежать этого в случае применения метода Хука — Дживса для решения задачи векторной оптимизации.

Для $n=2$ уравнения (4) без учета погрешностей $\gamma_{\eta i}$, $\gamma_{\Sigma i}$, можно записать, полагая, что $q_0 = 1$, в виде:

$$\begin{cases} \eta_0 = q_0 = 1, \\ \eta_1 = q_1, \\ \eta_2 = q_2, \\ \eta_1 \cdot \eta_2 = q_3. \end{cases} \qquad (5)$$

Значения η_i, при которых минимальная из разностей:

$$\Delta = min\{|q_0 - q_1|, |q_1 - q_2|, |q_2 - q_3|\} \qquad (6)$$

будет максимальной, является решением оптимизационной задачи для $n = 2$ по критерию Колмогорова. Сходимость метода, т.е. получение правильного результата, зависит от двух факторов:

— выбора базисных координат (исходных значений переменных $\vec{\eta_i}$)

— выбора шага приращения h (переменных η_i).

В начале определяется множество не худших базисных координат, для которых Δ является максимальной.

Из множества не худших базисных координат выбираем первую группу и исследуем, как меняется Δ при различном шаге приращения h. Задавая изменения шага h, получаем различные значения Δ, из которых выбираем максимальное.

Данная процедура называется первой ступенью варьирования шага h. Далее, присвоив координатам η_i, для которых Δ — максимально, статус базисных, вновь воспользуемся методом Хука — Дживса. Уменьшая шаг приращения координат, определим максимальную разность Δ для каждой ступени варьирования шага. Этот этап продолжается до тех пор, пока величина шага h не станет равной номинальной.

После этого переходим ко второй группе не худших базисных координат, и по описанному выше алгоритму находим максимальную разность Δ для этой группы. Таким образом, исследуются все группы не худших базисных координат. Сравнивая Δ различных групп, находим группу с максимальной Δ. Соответствующие этой группе значения координат η_i и будут искомыми.

Алгоритм поиска оптимальных весовых коэффициентов, разработанный на основе метода Хука — Дживса, приведен на рис 2. В данном алгоритме имеется остаточная неопределенность, связанная с выбором приращения базисных координат и приращения на каждой ступени. Тем не менее, разработанный алгоритм позволяет получить более достоверные результаты.

Программа, реализующая данный алгоритм, написана на языке QBASIC. Полученные результаты для n = 2, 3 и 4 приведены в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что допуск на разброс значений квантовых уровней ОЦАП составляет 0,17, 0,06 и 0,025 части нормированной к единице шкалы преобразователя для n = 2, 3 и 4 соответственно. Аналогично определяются оптимальные весовые коэффициенты и допуск на разброс квантовых уровней для других значений n (в программе $n_{max} = 6$).

Другая разновидность ФАЦП представляет собой последовательно соединенные линейный АЦП разрядности $m \geq n$ и дешифратор кода $m \times n$, на входе которого формируется код $b_1, b_2, ..., b_n$. Результаты анализа этой схемы [3], показали, что значения допусков на установку квантовых уровней ОЦАП для данной схемы составляют 0,07; 0,01 и 0,004 для информационной емкости 2, 3, и 4 бита соответственно. Поэтому, с точки зрения технологичности изготовления, более предпочтительным является использование ФАЦП с индивидуальной настройкой уровней компарации.

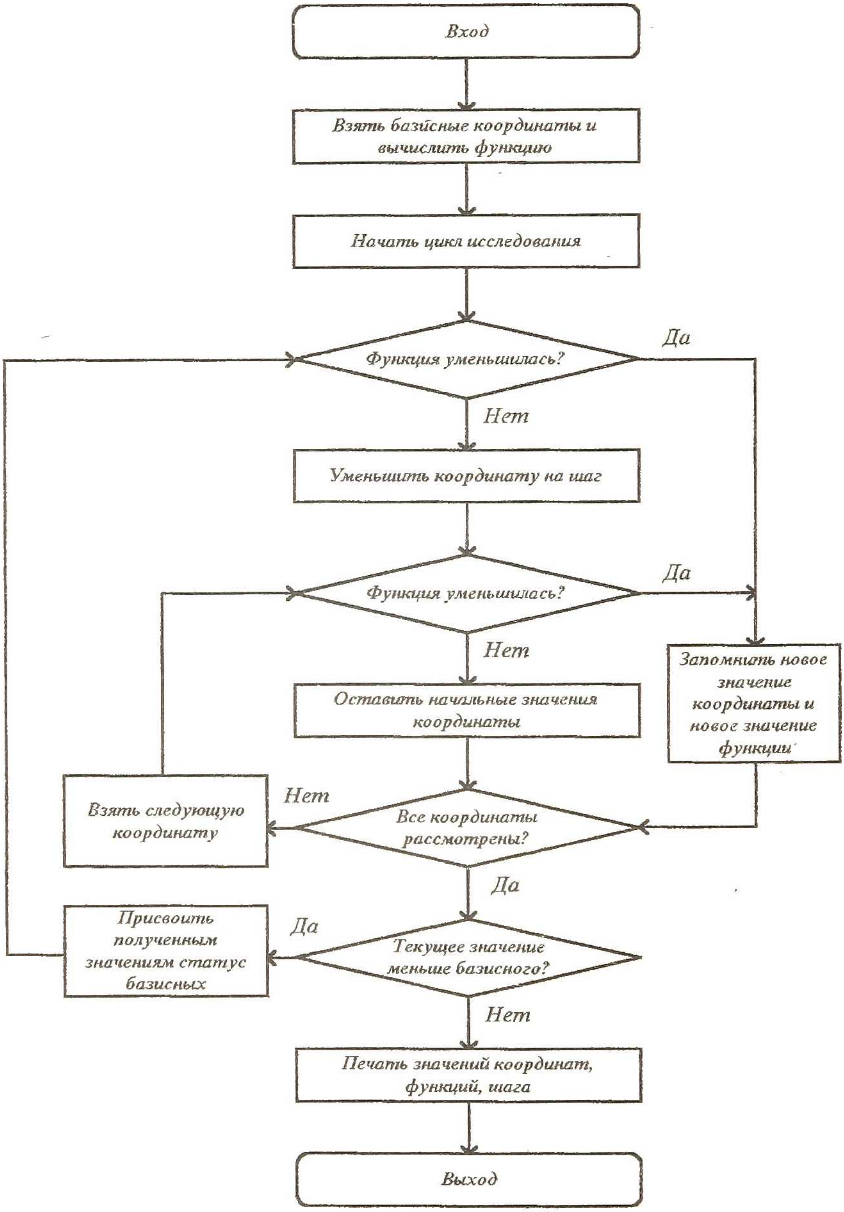

Рис. 2. Алгоритм поиска оптимальных весовых коэффициентов по методу Хука-Дживса

Таблица 1

Число разрядов	Оптимальные весовые коэффициенты	Значения уровней квантования	Допуск на уровень квантования
1	2	3	4
	0,63	*1*	
2	*0,46*	*0,63*	*0,17*
		0,46	
		0,29	
	0,81	*1*	
	0,68	*0,81*	
	0,49	*0,68*	
3		*0,55*	*0,06*
		0,49	
		0,40	
		0,33	
		0,27	
	0,904	*1*	
	0,816	*0,904*	
	0,685	*0,816*	
	0,463	*0,738*	*0,025*
		0,685	
		0,619	
		0,559	
		0,505	
		0,463	
		0,419	
		0,378	
		0,342	
		0,317	
		0,287	
		0,259	
		0,234	

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гилл Ф., Мюррей У., Райт М. Практическая оптимизация: Пер. с англ. — М.: Мир, 1985. — 509 с.
2. Сухарев А.Г., Тимохов А.В., Федоров В.В. Курс методов автоматизации. — М.: Наука, 1986. — 328 с.
3. Зеленский В.А. Устройство сбора информации на основе оптических цифро-аналоговых преобразователей // Диссертация на соискание ученой степени канд. техн. наук. — Самара, СГАУ, 1993 г.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИМПЕДАНСА СВЧ НАГРУЗКИ ПО РЕЗОНАНСНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С ГИРОМАГНИТНЫМ РЕЗОНАТОРОМ

Добкин Б.В., Полухин Ю.Н.

Анализ резонансных характеристик отражения линии передачи (ЛП) с гиромагнитным резонатором (ГР) и нерегулярностью в одном из плеч, проведенный в [1] показывает, что использование расчетного аппарата, предложенного в [2], позволяет однозначно связать параметры нерегулярности с параметрами энергетической резонансной характеристики отражения ЛП с ГР. Дальнейший анализ резонансных характеристик позволяет построить алгоритм определения коэффициента отражения нерегулярности по параметрам резонансной кривой.

При обобщенной расстройке стремящейся к бесконечности (при отсутствии подмагничивающего поля ГР) квадрат модуля коэффициента отражения отрезка ЛП с ГР и нерегулярностью прямо пропорционален квадрату модуля коэффициента отражения нерегулярности. Следовательно, задача определения коэффициента отражения нерегулярности по параметрам резонансной характеристики сводится к задаче определения фазы коэффициента отражения нерегулярности.

В общем случае значения обобщенной статической расстройки ξ и значения энергетической резонансной характеристики (ЭРХ) $D(\xi)$ в точках экстремумов определяются следующими выражениями [1]:

$$\xi_{s,i} = \frac{1}{2B}\left[(1-D^p) \pm \sqrt{(1-D^p)^2 + 4B^2}\right], \qquad (1)$$

$$D_{s,i} = \frac{1}{2}\left[(1+D^p) \pm \sqrt{(1-D^p)^2 + 4B^2}\right], \qquad (2)$$