

его из условия не слишком резкого изменения функций. Если считать, например, допустимым максимальное изменение функций за один временной шаг на  $\alpha\%$  ( $\alpha = 1-2\%$ ), максимальное увеличение временного шага  $\tau$  при переходе к следующему моменту времени — в  $\beta$  раз ( $\beta = 1,5$ ), то новое значение  $\tau_{k+1}$  можно вычислить через старое значение  $\tau_k$  следующим образом:

$$\tau_{k+1} = \min_{i,j,l} \left[ 10^{-2}\alpha \frac{n_{ijl}^{k+1}\tau_k}{|n_{ijl}^{k+1} - n_{ijl}^k|}, 10^{-2}\alpha \frac{p_{ijl}^{k+1}\tau_k}{|p_{ijl}^{k+1} - p_{ijl}^k|}, 10^{-2}\alpha \frac{\varphi_{ijl}^{k+1}\tau_k}{|\varphi_{ijl}^{k+1} - \varphi_{ijl}^k|}, \beta\tau_k, \tau_{\max} \right].$$

Предложенная схема расщепления позволяет рассчитывать стационарные и нестационарные процессы в полупроводниковой плазме и является весьма эффективной и экономичной. Так, расчет двумерной ПЗС-структуры показал, что наша схема увеличивает скорость счета более чем в  $10^4$  раз по сравнению со схемой продольно-поперечной прогонки.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Березин Ю. А., Яненко Н. Н. Метод расщепления для задач физики полупроводников.— ДАН СССР, 1984, т. 274, № 6.
2. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов.— М.: Энергия, 1973.
3. Самарский А. А., Николаев Е. С. Методы решения сеточных уравнений.— М.: Наука, 1978.

Поступила в редакцию 20 ноября 1985 г.

УДК 621.372.54

Х. И. КЛЯУС, Г. А. ПЕШКОВ, Е. И. ЧЕРЕПОВ

(Новосибирск)

#### РАСЧЕТ ПЗС-ТРАНСВЕРСАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Приборы с зарядовой связью (ПЗС) находят широкое применение в устройствах дискретно-аналоговой обработки информации, в частности фильтрации [1, 2]. Наиболее удобными для реализации на ПЗС считаются трансверсальные фильтры с разрезными электродами [3]. Весовые коэффициенты (ВК), определяющие частотные характеристики фильтров, задаются положением разрезов считывающих электродов. Строгая линейность фазочастотной характеристики (ФЧХ) может быть достигнута выбором соответствующей симметрии весовых коэффициентов [4]. ВК чаще всего рассчитываются по методу расчета оптимальных линейно-фазовых трансверсальных фильтров с оптимизацией по Ремезу [4, 5], при этом, однако, невозможно учесть дискретизацию ВК на фотошаблоне в ходе оптимизации. Дискретизация ВК приводит к отличию реальных АЧХ от идеальных, в основном к уменьшению подавления в полосе заграждения [2]. Методы дискретной оптимизации, как следует, например, из результатов работ [6, 7], более перспективны для расчета трансверсальных фильтров с точки зрения величины подавления в полосе заграждения. Цель данной работы — разработка пакета прикладных программ (ППП) для расчета линейно-фазовых ПЗС-трансверсальных фильтров с разрезными электродами и дискретной оптимизацией.

В основу пакета положен метод расчета оптимальных (в минимаксном смысле) цифровых фильтров [4, 5]. Минимизируется максимальная

ошибка аппроксимации  $\|E(f)\|$  на густой сетке частот в заданных частотных полосах:

$$\|E(f)\| = \max_{f \in F} \{W(f) |D(f) - G(f)|\}, \quad (1)$$

где  $D(f)$  — заданная,  $G(f)$  — аппроксимирующая АЧХ;  $W(f)$  — весовая функция ошибки аппроксимации; частота  $f$  лежит в интервале  $[0, 1/2]$  (тактовая частота равна единице);  $F$  — совокупность всех частотных полос, в которых задана АЧХ. Наилучшим методом решения этой задачи является метод многократной замены по Ремезу, реализованный в ППП. В этом методе для определения оптимального значения ошибки аппроксимации  $\delta$  на густой сетке частот  $f_i$  решается система уравнений вида

$$W(f_i)[D(f_i) - G(f_i)] = (-1)^k \delta, \quad k = 0, 1, \dots, r, \quad (2)$$

где  $r$  определяется длиной фильтра  $N$  и типом симметрии его импульсной характеристики [4].

В результате расчета вычисляются ВК и ошибки аппроксимации  $\delta$  в каждой полосе частот на непрерывном множестве значений ВК. Полученный фильтр оптимален в минимаксном смысле, т. е. имеет равновеликие и минимально возможные пульсации в заданных частотных полосах. Максимальная длина фильтра при расчете по этому методу составляет 512 при плотности густой сетки частот, равной 16. В ППП реализован также метод частично-целочисленного программирования с использованием алгоритма типа «ветвей и границ» [6, 7].

При этом задача аппроксимации заданной АЧХ представляется в виде, удобном для решения методом линейного программирования [8]:

$$\begin{cases} W(f) [D(f) - G(f)] \leq \delta; \\ W(f) [G(f) - D(f)] \geq -\delta; \end{cases} \quad f \in F, \quad (3)$$

где  $\delta$  — максимальная ошибка аппроксимации заданной АЧХ.

Выразив  $G(f)$  через ординаты положения разреза и сделав необходимые преобразования, можно для каждого типа фильтра в зависимости от вида симметрии его импульсной характеристики получить систему линейных неравенств, в которых переменные  $n_k$ , соответствующие ВК (ординатам разреза), являются целочисленными. Например, для фильтра с нечетной длиной  $N$  и симметричной импульсной характеристикой получается следующая система неравенств:

$$\begin{cases} W(f_i) \sum_{k=1}^{(N-1)/2} a_k(f_i) n_k + TD(f_i) W(f_i) - \delta \leq C(f_i) W(f_i); \\ W(f_i) \sum_{k=1}^{(N-1)/2} a_k(f_i) n_k + TD(f_i) W(f_i) + \delta \geq C(f_i) W(f_i); \end{cases} \quad (4)$$

$$i = 1, 2, \dots, M.$$

Здесь  $M$  — число точек на густой сетке частот; коэффициент усиления проектируемого фильтра  $T$  находится при оптимизации. Коэффициенты  $a_k(f_i)$  и  $C(f_i)$  задаются выражениями

$$a_k(f_i) = (\Delta/w) \cos [\pi(N+1-2k)f_i]; \quad (5)$$

$$C(f_i) = \sum_{k=1}^{(N+1)/2} \cos [\pi(N+1-2k)f_i], \quad (6)$$

где  $w$  — эффективная ширина канала ПЗС;  $\Delta$  — шаг дискретизации ординат разреза;  $\pi = 3,1456\dots$

Задача частично-целочисленного программирования может быть сформулирована следующим образом. Требуется вычислить вектор  $X = (n_1, n_2, \dots, n_{(N-1)/2}, T, \delta)$ , на котором достигается своего минимума целевая функция, равная  $\delta$  при наличии линейных ограничений (4) и

двусторонних ограничений на компоненты вектора  $X$ :

$$\begin{cases} 0 \leq n_k \leq w/\Delta; \\ 0 \leq T \leq 20; \\ 0 \leq \delta \leq D_{\max}. \end{cases} \quad (7)$$

При этом первые  $(N-1)/2$  компоненты вектора  $X$  должны принимать только целочисленные значения. Использование алгоритма «ветвей и границ» здесь заключается в следующем [7]. Сначала решается задача линейного программирования (4) без ограничений на целочисленность, тем самым находится «непрерывное» решение. Затем вблизи этого решения проводится поиск дискретных решений, приводящих к уменьшению значений целевой функции. В результате дискретной оптимизации находится оптимальное решение задачи аппроксимации на дискретном множестве ВК, а также значение максимальной ошибки аппроксимации  $\delta$  и коэффициент усиления  $T$ .

Обладая преимуществами по сравнению с оптимизацией по Ремезу, метод дискретной оптимизации требует значительно больших ресурсов памяти и машинного времени. Максимальная длина фильтра при расчете по этому методу равна 63 при плотности густой сетки частот, равной 3. Время работы ППП при расчете фильтров длиной 25 и 55 элементов задержки на ЭВМ БЭСМ-6 по Ремезу составляет примерно 35 и 43 с соответственно, а тех же фильтров по методу «ветвей и границ» — 23 мин и 4 ч. В связи с этим в ППП предусмотрены специальные средства для организации длительного счета (рестарт): в определенный момент происходит запись значений всех переменных на магнитную ленту или диск и выход из подпрограммы. После этого основная программа продолжает свою работу и рассчитывает АЧХ, проводит моделирование неидеальностей, вывод на АЦПУ и запись графиков на диск по последнему найденному решению задачи дискретной оптимизации. Возможность рестарта ППП повышает надежность работы, сокращает реальное время расчета оптимальных параметров ПЭС-трансверсальных фильтров. Последнее связано с тем фактом, что оптимальное решение задачи достигается примерно за пятую часть времени, необходимого для естественного конца задачи, и можно остановить задачу после того, как будут достигнуты приемлемые параметры фильтра.

В ППП определяется влияние на АЧХ двух источников неидеальности ВК — дискретизации и случайного технологического разброса. Первый учитывается путем простого округления с точностью до шага дискретизации  $\Delta$  ординат разреза, вычисленных с высокой точностью, а в случае дискретной оптимизации — нахождением оптимального решения на дискретном множестве ординат разреза. Учет влияния второго источника осуществляется по методу Монте-Карло. К каждому значению дискретизованного ВК прибавляется случайная добавка (для каждой реализации вычисляется массив из  $(N+1)/2$  псевдослучайных чисел с нормальным распределением и заданной дисперсией), для каждой такой реализации рассчитывается АЧХ, и после обработки статистики по заданному числу реализаций результаты выводятся на печать и графопостроитель.

ППП позволяет произвести расчет характеристик перспективных конструкций ПЭС-трансверсальных фильтров с дву- и трехкратным расщеплением считывающих электродов [9, 10]. Эти конструкции повышают динамический диапазон, точность задания ВК, упрощают выходные схемы.

При ненулевом значении признака вывода графиков осуществляется запись графиков АЧХ на диск графопостроителя в линейном и логарифмическом масштабах по амплитуде и частоте. Вывод графической информации производится посредством графического комплекса «Графор». ППП написан на языке Фортран-IV и реализован на ЭВМ БЭСМ-6 или ЕС-1052.

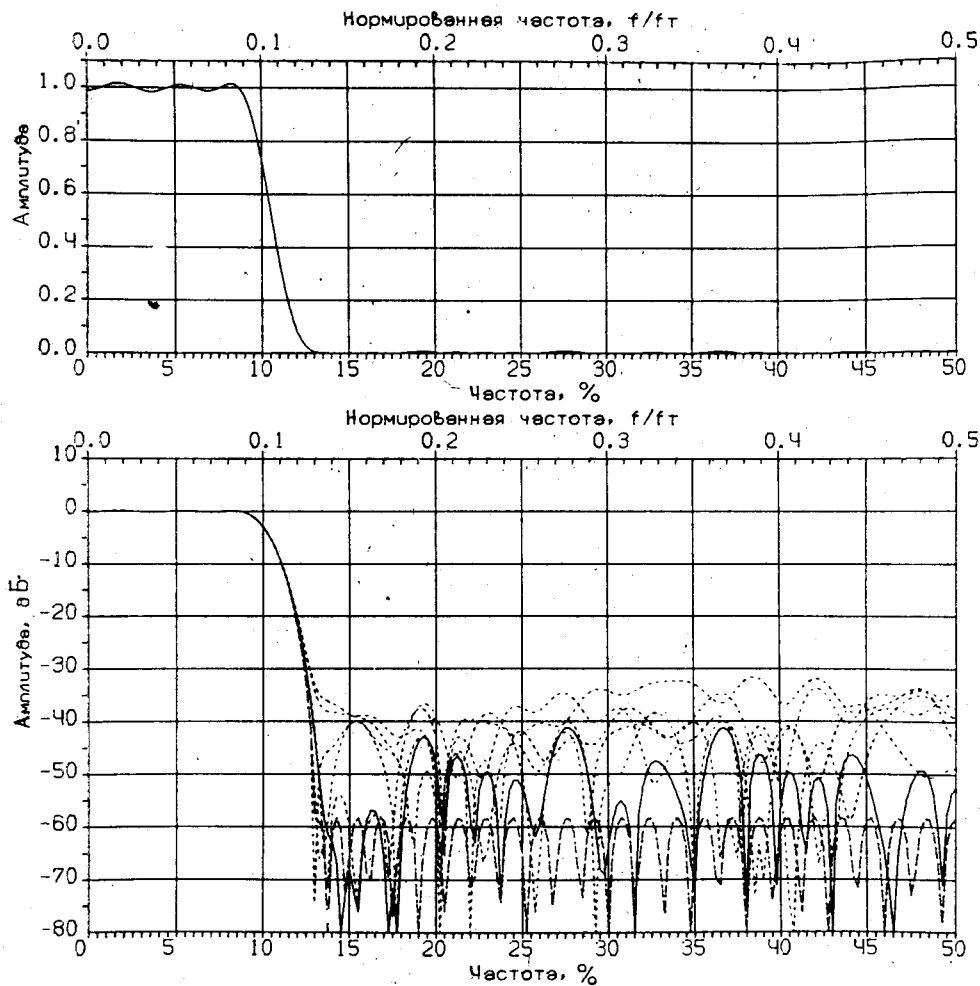


Рис. 1

На рис. 1 приведен результат расчета ПЗС-трансверсального фильтра нижних частот с трехкратным расщеплением электродов и оптимизацией по Ремезу. Длина фильтра 63 элемента задержки, ширина полосы пропускания 10% (тактовая частота 100%), коэффициент прямоугольности 1,28, эффективная ширина канала ПЗС 182 мкм, дискретность ВК (ординат разреза) 1 мкм, дисперсия случайного технологического разброса 0,3 мкм при ширине считывающего электрода 15 мкм. Исходные амплитуды пульсаций АЧХ (при высокой точности задания ВК) в полосе пропускания и заграждения 0,11 и  $-58,3$  дБ соответственно (штриховая кривая), после учета дискретизации (округления) ВК 0,14 и  $-41,3$  дБ (сплошная кривая) и в итоге после учета технологического разброса ВК 0,20 и  $-31,6$  дБ (пунктирные кривые). При незначительном ухудшении неравномерности АЧХ в полосе пропускания подавление в полосе заграждения фильтра значительно ухудшилось вследствие дискретизации ВК (на 17 дБ) и случайного технологического разброса ВК (еще на 10 дБ). Время расчета фильтра на ЭВМ БЭСМ-6 составило 47 с.

На рис. 2 приведены результаты расчета и графики АЧХ многополосного фильтра с однократным расщеплением электродов и оптимизацией по методу «ветвей и границ». Длина фильтра 55 элементов задержки, полоса пропускания 0,91—1,25 ед. (тактовая частота 8 ед.), эффективная ширина канала ПЗС 194 мкм, дискретность ВК 1 мкм, плотность густой сетки частот 4. По техническому заданию требовалось рассчитать фильтр с подавлением в полосе заграждения 1,58—1,92 ед. не хуже 60 и 30 дБ

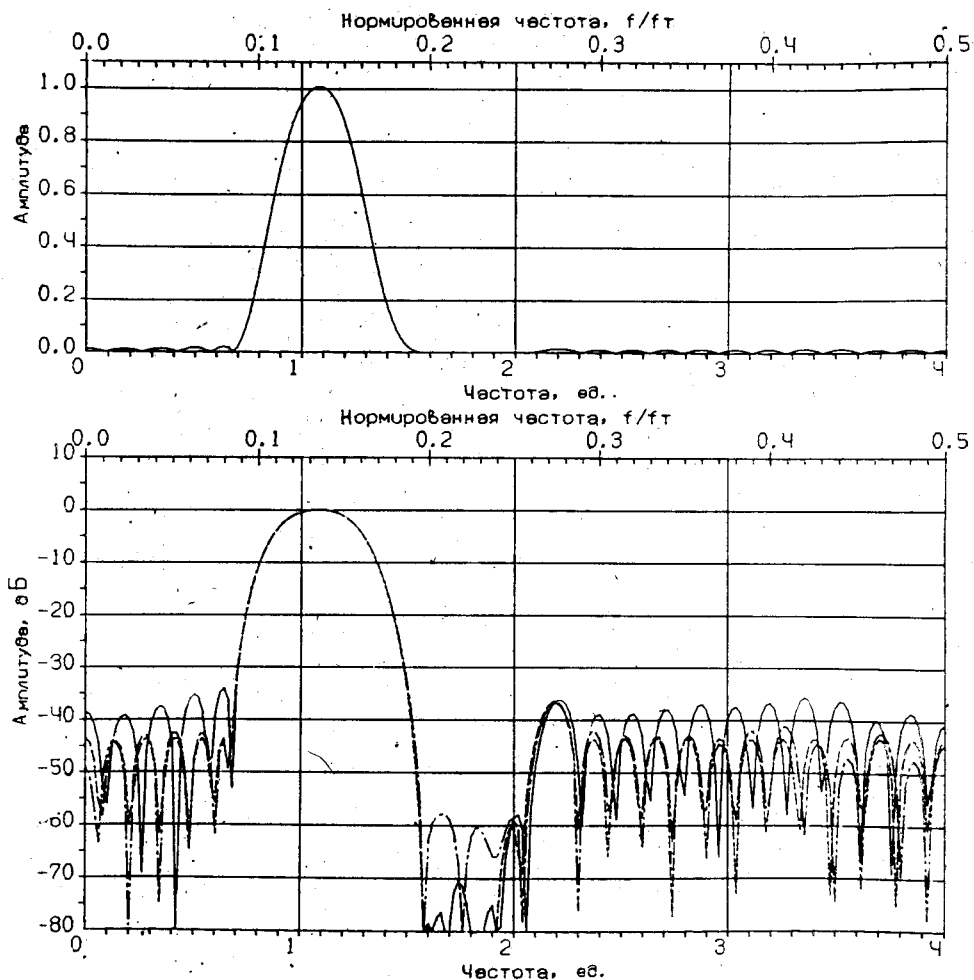


Рис. 2

в остальных полосах. Для высокой точности задания ВК расчетное подавление в этой полосе равнялось 79,2 дБ (штриховая кривая), обычная дискретизация (округление) ВК привела бы к ухудшению этого параметра до 57,8 дБ (штрихпунктирная кривая), после дискретной оптимизации подавление в этой полосе заграждения составило 70,6 дБ (сплошная кривая). Моделирование влияния случайного технологического разброса не проводилось с целью сохранения наглядности графика. К тому же случайный разброс может быть практически исключен путем совершенствования конструкции фильтра и технологии его изготовления [9]. Данное решение получено за 13 мин 50 с на 1245-й итерации подпрограммы «ветвей и границ». Как видно из рис. 2, только с помощью дискретной оптимизации можно было обеспечить требуемое подавление в полосе заграждения фильтра.

Разработанный ППП позволяет рассчитывать характеристики ПЗС-трансверсальных фильтров с расщепленными электродами различных типов и конструкций. Моделирование влияния неидеальности ВК на АЧХ фильтров дает возможность сократить сроки разработки фильтров, расходы на изготовление опытных образцов и на проведение экспериментальных исследований. Дискретная оптимизация ВК значительно ослабляет влияние дискретизации ВК на фотошаблоне, приводящее к ухудшению подавления в полосе заграждения ПЗС-фильтров. Результаты работы ППП заключаются в формировании исходных данных для проектирования топологии.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Приборы с зарядовой связью/Под ред. М. Хоувза, Д. Моргана.— М.: Энергоиздат, 1981.
2. Хьюз Ч. Р., Бродерсен Р. У., Басс Д. Д. Применение фильтров на ПЗС и фильтров с переключаемыми конденсаторами.— ТИИЭР, 1979, т. 67, № 10.
3. Baertsch R. D. e. a. The design and operation of practical charge-transfer transversal filters.— IEEE J. Sol. St. Circuits, 1976, v. SC-11, N 1, p. 65—74.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.— М.: Мир, 1978.
5. McClellan J. H., Parks T. W., Rabiner L. R. A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters.— IEEE Trans. Audio and Electroacoust., 1973, v. AU-21, N 6, p. 506—526.
6. Land A. H., Doig A. G. An automatic method of solving discrete programming problems.— Econometrica, 1960, v. 28, N 3, p. 497.
7. Kang S. M., Chem Y., Marshall T. G. An optimal design of split electrode CCD transversal filters.— IEEE Trans. Circ. and Syst., 1980, v. CAS-27, N 6, p. 445—450.
8. Rabiner L. R. Linear programming design of finite impulse response (FIR) digital filters.— IEEE Trans. Audio and Electroacoust., 1972, v. AU-20, N 4, p. 280—288.
9. Enomoto T. e. a. Monolithic minimum phase CCD channel filter for a PCM codec employing overlapping double-split-electrode technique.— IEEE Trans. on Circ. and Syst., 1980, v. CAS-27, N 6, p. 457—463.
10. Pat. 4.387.354 (US). CCD triple-split gate electrode transversal filter/R. L. Angle — Publ. 7.06.83.

*Поступила в редакцию 20 декабря 1985 г.*