

Автоматизированный структурно-параметрический синтез однокаскадного СВЧ транзисторного усилителя на основе генетического алгоритма

В.И. Данильченко, Е.В. Данильченко, В.М. Курейчик

Институт компьютерных технологий и информационной безопасности

Южный Федеральный Университет, РФ, г. Таганрог, danil4enko.vladislaw@yandex.ru

Аннотация — Описывается автоматизированный метод структурно-параметрического синтеза однокаскадного СВЧ транзисторного усилителя на основе генетического алгоритма, позволяющий создать конкурентный программный продукт на российском рынке в области генетического поиска для решения NP полных задач, в частности структурно-параметрический синтез транзисторного усилителя. Цель данной работы заключается в нахождении путей структурно-параметрического синтеза однокаскадного СВЧ транзисторного усилителя на основе генетического алгоритма. Научная новизна заключается в разработке модифицированного генетического алгоритма для автоматизированного структурно-параметрического синтеза однокаскадного СВЧ транзисторного усилителя. Постановка задачи в данной работе заключается в следующем: оптимизировать время структурно-параметрического синтеза путем применения генетического алгоритма. Минимизировать пустое пространство, тем самым сократить габариты площадки для размещения. Принципиальное отличие от известных подходов в применении новых алгоритмических генетических структур в автоматизированном структурно-параметрическом синтезе, кроме того, в работе приведен новый метод расчёта однокаскадного СВЧ транзисторного усилителя на основе генетического алгоритма. Таким образом, проблема создания методов, алгоритмов и программного обеспечения для автоматизированного структурного синтеза СВЧ транзисторных усилителей в настоящее время имеет особую актуальность. Ее решение позволит улучшить качественные характеристики проектируемых устройств, сократит сроки и затраты на проектирование, снизит требования к квалификации разработчика.

Ключевые слова — генетические алгоритмы, графы и гиперграфы, эволюционные вычисления, автоматизация синтеза СВЧ модулей, САПР, принципиальная схема, топология.

I. ВВЕДЕНИЕ

Проектирование СВЧ интегральных схем и, в частности, однокаскадных транзисторных усилителей (ОТУ) является сложной и трудоемкой задачей, требует больших затрат времени и высокой квалификации разработчиков. Поставленная задача относится к классу NP – полных и для нее не существует точного полиномиального алгоритма.

Для преодоления этих трудностей в [1, 2] был предложен и исследован подход к автоматическому синтезу принципиальных схем СВЧ ТУ на основе генетического алгоритма (ГА). Этот подход был реализован в программе структурно-параметрического синтеза СВЧ и показал хорошую эффективность. Однако представленные в [1, 2] алгоритмы и программа использовали модели идеальных пассивных элементов, т.е. идеальные сопротивления, емкости, индуктивности, линии передачи и т.д. При замене в синтезированной схеме идеальных элементов моделями соответствующих монолитных элементов зачастую характеристики СВЧ существенно изменяются и не укладываются в предъявляемые требования. В результате приходится уточнять схему и параметры элементов либо проводить проектирование заново.

В настоящей работе представлен подход и на основе ГА, позволяющий осуществить автоматизированный структурный синтез (генерацию принципиальной схемы и топологии) СВЧ. Кроме того, при синтезе применяются параметрические модели, позволяющие описать характеристики пассивных элементов как функции их геометрических размеров. В результате в процессе синтеза генерируется не только принципиальная схема, но и топология устройства. Все сказанное разрешает значительно ускорить процесс разработки однокаскадных транзисторных усилителей. В качестве примера представлены результаты проектирования однокаскадного транзисторного усилителя для диапазона 1-2 ГГц.

В [3-4] было отмечено существование двух частей расчета транзисторного усилителя мощности – электрического режима работы полупроводникового прибора и параметров согласующих электрических цепей. По существу, задача второй части расчета усилителя может быть сформулирована так: зная параметры транзистора в заданном режиме его работы, в первую очередь его комплексное входное и выходное сопротивления, внутреннее сопротивление источника возбуждения и сопротивление нагрузки, синтезировать входную и выходную согласующие цепи усилителя, отвечающие определенному критерию оптимальности. В более сложном случае следует синтезировать цепи в многокаскадном транзисторном усилителе.

Требуемые для синтеза цепей параметры транзистора можно определить или расчетным путем с помощью специальных программ [4, 5] или экспериментально.

Параметрический синтез выбранной структуры цепи сводится к определению значений параметров составляющих ее элементов для получения требуемого номинального коэффициента усиления устройства $K_{P\text{ ном}}(\omega)$ и иных характеристик в заданной полосе частот, в частности, связанных с фильтрацией высших гармоник сигнала и иных побочных составляющих.

Электрические цепи транзисторных усилителей можно представить одним из трех вариантов: с использованием элементов сосредоточенного либо распределенного вида и в смешанном исполнении. В рассматриваемых далее программах будут представлены только цепи второго и третьего видов, выполненные на основе несимметричных микрополосковых линий. Такие цепи используются в наиболее обширном классе мощных СВЧ транзисторных усилителей, изготавливаемых по гибридно-интегральной технологии. По аналогии с рассмотренными программами нетрудно составить программы, в которых цепи состоят только из элементов сосредоточенного типа.

Принципиальные схемы и значения параметров элементов усилителя кодируются в двоичной строке — хромосоме. ГА одновременно работает с набором (популяцией) хромосом. При синтезе все хромосомы декодируются, при этом получаются несколько вариантов усилителя. В случае проектирования ТУ с несимметричными входом и выходом, для каждой полученной схемы усилителя вычисляется ряд характеристик в рабочей полосе частот. Затем для каждого варианта мы вычисляем целевую функцию (1) (ЦФ), которая оценивает близость рассчитанных характеристик усилителя к поставленным требованиям. В процессе синтеза ГА обновляет популяцию, стремясь оптимизировать значение ЦФ, что приводит к нахождению схем усилителей с лучшими характеристиками.

Основной операцией метода параметрического синтеза цепей является поиск глобального минимума целевой функции, представленной в виде:

$$F_{ц} = \sum_{f_i=f_1}^{f_n} [K_{P\text{ ном.з}}(f_i) - K_{P\text{ ном}}(f_i)]^2, \quad (2)$$

где $K_{P\text{ ном.з}}(f_i)$ — заданная или требуемая частотная зависимость номинального коэффициента усиления устройства, $K_{P\text{ ном}}(f_i)$ — фактически полученная частотная зависимость того же параметра.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

С возрастанием сложности схем реализация такого пути становится практически невозможной ввиду большой трудоемкости при составлении уравнений схемы и их совместном решении для определения

обобщенного оператора или некоторого алгоритма, позволяющего сравнительно просто выразить выходные характеристики через параметры схемы при заданном выходном сигнале. Для решения возникших задач были разработаны модифицированные генетические поисковые алгоритмы анализа электронных схем, основанные на теории графов и матричной алгебре. Наиболее распространены методы узловых потенциалов, контурных токов и переменных состояний [6], которые положены в основу разнообразных универсальных программ анализа электронных схем.

Обобщенная структура схемы СВЧ транзисторного усилителя приведена на рис. 1 (а). Номинальный коэффициент усиления по мощности такого усилителя:

$$K_{P\text{ ном}} = G_1 K_{P\text{ тр}} G_3, \quad (1)$$

где $G_1 = \frac{(1-|\Gamma_1|^2)(1-|\Gamma_n|^2)}{|1-\Gamma_1\Gamma_n|^2} \leq 1$ — коэффициент передачи по мощности выходной согласующей цепи, $K_{P\text{ ном}}$ — собственный коэффициент усиления транзистора, определяемый расчетно или экспериментально, $G_3 = \frac{(1-|\Gamma_3|^2)(1-|\Gamma_i|^2)}{|1-\Gamma_3\Gamma_i|^2} \leq 1$ — коэффициент передачи по мощности входной согласующей цепи; $\Gamma_1, \Gamma_3, \Gamma_i, \Gamma_n$ — коэффициенты отражения, смысл которых ясен из рис. 1 (а).

Коэффициенты отражения Γ_1 и Γ_3 определяются по схеме на рис. 1 (б) при известных значениях выходного $Z_{\text{вых.тр}}(\omega)$ и входного $Z_{\text{вх.тр}}(\omega)$ сопротивлений транзистора и заданной структуре согласующих цепей.

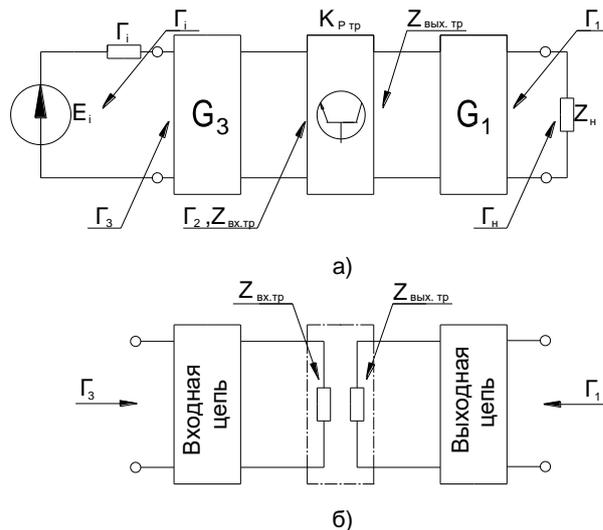


Рис. 1. а) Схема СВЧ транзисторного усилителя, б) Коэффициенты отражения Γ_1 и Γ_3 .

Комплексные сопротивления $Z_{\text{вых.тр}}(\omega)$ и $Z_{\text{вх.тр}}(\omega)$ задают обычно в виде графиков или таблицы и вводят в массив исходных данных программы. В качестве примера такие графики для транзистора ATF-36077-STR в диапазоне частот 1...2 ГГц показаны на рис. 2.

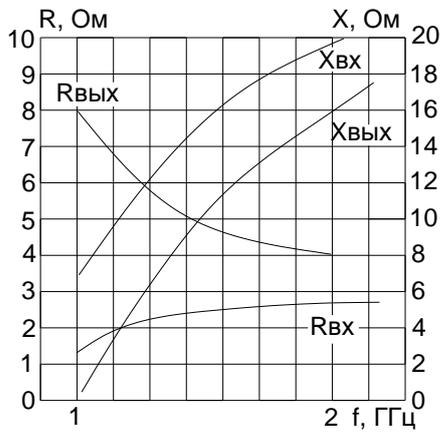


Рис. 2. Пример графиков для транзистора

Для оптимального согласования, т.е. для получения коэффициентов передачи $G_1 = 1$ и $G_3 = 1$, следует выполнить равенства для комплексно-сопряженных величин: $\Gamma_1 = \Gamma_n^*$ и $\Gamma_3 = \Gamma_i^*$.

Для обеспечения устойчивости следует иметь

$$|\Gamma_2| < 1.$$

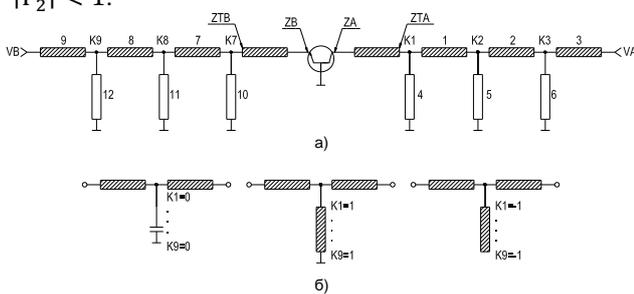


Рис. 3. Типовой вариант обобщенной схемы СВЧ транзисторного усилителя гибридного типа

Типовой вариант обобщенной схемы СВЧ транзисторного усилителя гибридного типа на микрополосковых линиях приведен на рис. 3 (а), где элементы 1-3, 7-9 – отрезки микрополосковых линий, элементы 4-6, 10-12 могут быть представлены в одном из трех вариантов: в виде короткозамкнутой или разомкнутой микрополосковой линии или сосредоточенной емкости (рис. 3 (б)). Примеры схемы и топологии СВЧ транзисторного усилителя как частный случай схемы рис. 3 (а) приведен на рис. 4 и 5.

Целевая функция. Параметрический синтез цепей транзисторного усилителя производится в два этапа: сначала оптимизируется выходная цепь, затем – входная. Для передачи от транзистора в нагрузку максимума мощности и обеспечения устойчивости желательно иметь оптимальное согласование в выходной цепи усилителя во всей требуемой полосе частот, т.е. $G_1(\omega) = 1$. При этом на первом этапе оптимизация целевой функции:

$$F_{ц1} = \sum_{f_i}^n [1 - G_1(f_i)]^2, \quad (3)$$

где f_1, f_n – крайние значения частот требуемой полосы усилителя, $G_1(f_i)$ определяется согласно (1).

Требуемая амплитудная частотная характеристика (АЧХ) усилителя обеспечивается входной цепью. Следует учитывать, что собственный коэффициент усиления транзистора по мощности изменяется по закону:

$$K_{Ртр}(f) = \frac{K_{Ртр}(f_{мин})}{fa},$$

где $f_{мин}$ – минимальное значение частоты усилителя, $f \geq f_{мин}$, $a = 1 \dots 2$ – коэффициент.

Схема и топология СВЧ транзисторного усилителя, как частный случай схемы рис 3(а), приведены на рис. 4 и 5.

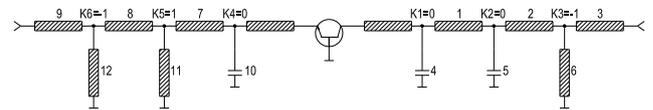


Рис. 4. Схема СВЧ транзисторного усилителя

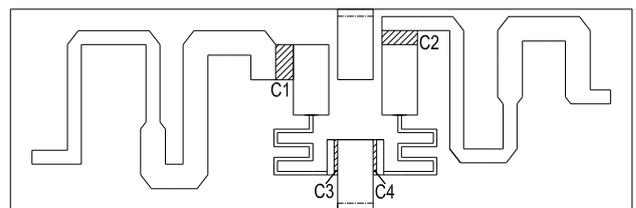


Рис. 5. Топология СВЧ транзисторного усилителя

Функцию коррекции АЧХ с учетом (6.4) выполняет входная цепь. При этом на втором этапе оптимизации:

$$F_{ц2} = V_1 \sum_{f_i=f_1}^n [K_{P3}(f_i) - G_1(f_i)K_{Ртр}(f_i)G_3(f_i)]^2 + V_2 \sum_{f_i=f_1}^n |\Gamma_3(f_i)|^2, \quad (4)$$

где $K_{P3}(f_i)$ – заданный закон изменения номинального коэффициента усиления; $G_1(f_i)$ – функция, вычисленная на первом этапе оптимизации, V_1, V_2 – коэффициент веса; Γ_3 – коэффициент отражения на входе усилителя (рис. 1 (а)).

При оптимизации можно потребовать возможно меньшее значение модуля коэффициента отражения на входе усилителя $|\Gamma_3|$, для чего следует соответствующим образом выбрать коэффициент веса V_2 . Минимум целевой функции $F_{ц2}$ обеспечивается соответствующим законом изменения коэффициента передачи $G_3(f_i)$, что достигается варьированием параметров входной согласующей цепи.

При необходимости коррекции не только АЧХ, но и ФЧХ усилителя в целевую функцию (2) следует добавить еще одно слагаемое, представляющее собой разность между требуемой и реально полученной функциями изменения фазы усилителя от частоты. Таким образом, выходная часть схемы (рис. 3-5) выполняет только функцию согласования, а входная – согласования и коррекции АЧХ, а при необходимости и ФЧХ.

Рассмотренные целевые функции составляют два центральных звена программ расчета транзисторного усилителя: «грубо» (TZC) и «точно» (TZR) параметрического синтеза. В первой из программ используется подгрупповой генетический метод, что позволяет получить комбинацию варьируемых параметров, близкую к глобальному минимуму целевой функции (2), во второй – метод вращающихся координат, позволяющий уточнить полученный результат.

III. ПРОГРАММА ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

В программе (рис. 6) используется подгрупповой генетический метод переменных параметров – длины и ширины отрезков микрополосковых линий и емкостей, из которых составлены цепи, в рамках вложенных друг в друга циклов ДО. Причем для уменьшения общего числа рассчитываемых вариантов двенадцать переменных параметров каждой согласующей цепи (входной и выходной) сгруппированы в четыре группы по три параметра в каждой.

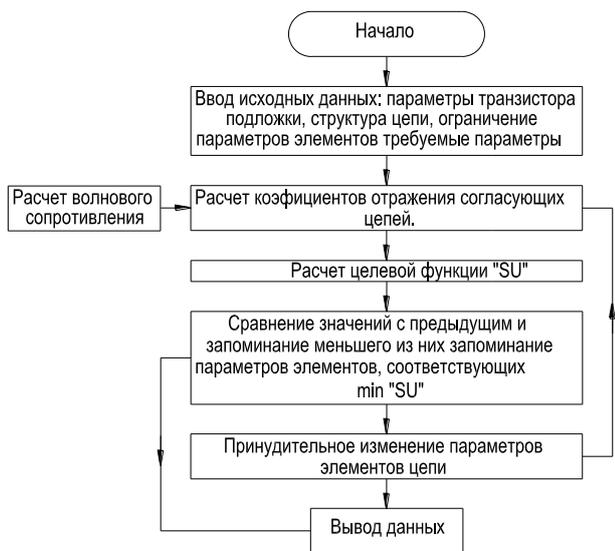


Рис. 6. Подпрограмма параметрического синтеза

На первом этапе производится оптимизация выходной цепи усилителя (рис. 3-5). Весь этап разбивается на четыре стадии, каждая из которых включает по три вложенных друг в друга цикла ДО. Таким образом, общее число рассчитываемых по программе вариантов на первом этапе составляет $T = 8N^3$, где N – число шагов по каждому переменному параметру. При $N=5$, $T=1000$. В программе длины отрезков обозначены через $Y(M)$, ширина отрезков или емкости – через $W(M)$.

На первой стадии варьируемыми параметрами являются $Y(1)-Y(3)$, на второй - $Y(4)-Y(6)$, на третьей - $Y(1)-Y(3)$, на четвертой - $Y(4)-Y(6)$. Сканирование производится относительно выбранного центрального значения $YC(M)$ или $WC(M)$ с шагом $DY(M)$ или $DW(M)$. Критерием оптимальности является минимизация целевой функции (1).

На втором этапе оптимизируется входная цепь усилителя. Как и в первом случае, этап разбивается на четыре стадии, каждая из которых включает по три вложенных друг в друга цикла ДО. На первой стадии варьируемыми параметрами являются $Y(7)-Y(9)$, на второй - $Y(10)-Y(12)$, на третьей - $W(7)-W(9)$, на четвертой - $W(10)-W(12)$. Сканирование каждого параметра производится так же, как и при оптимизации выходной цепи. Критерием оптимальности на втором этапе является минимизация целевой функции. Общее число просчитываемых вариантов на втором этапе, как и на первом, составляет 1000.

В программу (рис. 7) входят подпрограммы оптимизации цепи (рис. 8) и расчета входного сопротивления согласующей цепи, а также подпрограммы – функции: расчет волнового сопротивления микрополосковой линии (рис. 9) и расчета фазового угла линии.

```

1 Dimension (F, GA, GB, G1, GH, VMA, VA, I.0, I.0, YA, WA,
RA, XA, E, H, N, K1, K2, K3, SU, YC(1), DY(1), YT(1), WC(1), DW(1), WT(1))
2 DO 5 I=1,N
3 GA(I)=1.0
4 GB (I) =1.0
5 GH (I) =1.0
CALL DOR (F, GA, GB, G1, GH, VMA, VA, I.0, I.0, YA, WA,
RA, XA, E, H, N, K1, K2, K3, SU, YC (1), DY (1), YT (1), WC (1), DW (1), WT (1))
DO 11 I=1, N
RKCA (I) = (1+VMA (I))/(1-VMA (I))
RKCB (I) = (1+VMB (I))/(1-VMB (I))
GKP (I) =G1 (I)*G2 (I)*G3 (I)
6 GKPD (I) =10*ALOG10 (GKP (I))
DO 12 M=1, 12
12 V (M) =VOL (E, H, WT (M))
PRINT 41, N, K1, K2, K3, K7, K8, K9
Subroutine DOR (F, GA, GB, G1, GH, VMA, VA, I.0, I.0, YA, WA,
RA, XA, E, H, N, K1, K2, K3, SU, YC, DY (1), YT (1), WC (1), DW (1), WT)
Subroutine FAD (F, GA, GB, G1, GH, VMA, VA, I.0, I.0, YA, WA,
RA, XA, E, H, N, K1, K2, K3, SU, YC, DY (1), YT (1), WC (1), DW (1), WT)
SU=SU+B1*(GA (I)*GB (I)*GC (I)-GH (I))*2+B2*VM (I)*2
IF (SU.GT.SH (4)) GO TO 25
DO 22 K=1, 3
CONTINUE
END

```

Рис. 7. Псевдокод 1, программа параметрического синтеза

```

Subroutine FAD (F0, RP, XP, RB, XB, Y1, Y2, W1,
W2, E, H, KB)
COMPLEX ZP, Z2, ZH, ZB, TK1
ZP=CMPLX (RP, XP)
T1=РАН (F0, E, H, Y1, W1)
V1=VOL (E, H, W1)
V2=VOL (E, H, W2)
IF (KB) 1, 2, 3
1. T2=-V2/RAN (F0, E, H, Y2, W2)
GO TO 4
2. T2=-.159.24/F0/W2
GO TO 4
3. T2=V2*РАН (F0, E, H, Y2, W2)
4. Z2=CMPLX (0.0, T2)
ZH=ZP*Z2/(ZP+Z2)
TK1=CMPX (0.0, T2)
ZB=V1*(ZH+V1*TK1)/(V1+ZH*TK1)
RB=REAL (ZB)
XB=AIMAG (ZB)
RETURN
END

```

Рис. 8. Псевдокод 2, программа DOR оптимизация цепи

```

FUNCTION VOL (E, H, WO)
VOL=376.8/((SQRT(E))*(WO/H)*(1+1.735
*((E*0.0724)*((WO/H)*0.836))))
RETURN
END

```

Рис. 9. Псевдокод 3, расчет волнового сопротивления микрополосковой линии

В программе приняты следующие идентификаторы, помимо указанных ранее и обозначенных на рис. 3, 4:

- F – текущая частота, в Гц;
- $N \leq 11$ – число частот в заданном диапазоне;
- V_A, V_B – волновое сопротивление линий, подключаемых к выходу и входу усилителя, Ом;
- $BK1, BK2$ – весовые коэффициенты V_1 и V_2 в целевой функции;
- $VMA, RKCA$ – модуль коэффициента отражения и КСВ со стороны выхода усилителя, определенные относительно значения V_A ;
- $VMB, RKCB$ – модуль коэффициента отражения и КСВ со стороны входа усилителя, определенные относительно значения V_B ;

- $G1$ и $G3$ – коэффициенты передачи по мощности (6.1) и (6.2);
- $G2$ – собственный коэффициент усиления транзистора $K_{p\text{тр}}$;
- GKP – номинальный коэффициент усиления всего усилителя;
- $GKPD = 101g\ GKP$ – тот же коэффициент усиления, в децибелах;
- $GKPH$ – требуемый коэффициент усиления;

Проведем расчет СВЧ усилителя:

Таблица 1

Пример результата расчета СВЧ усилителя

	N=3	K1=1	K2=1	K3=1	K7=1	K8=1	K9=1		
	VA=50.0	VB=50.0	E=9.8	H=1.0	BK1=0.5	BK2=0.5			
	YA=2.0	WA=1.0	YB=2.0	WB=1.0					
	YC	DY	YT	WC	DW	WT	V		
1	12.000	2.0000	14.00	1.200	0.4000	1.6000	37.74		
2	12.000	2.0000	8.000	1.200	0.4000	0.8000	54.26		
3	12.000	2.0000	14.00	1.200	0.4000	2.0000	32.99		
4	20.000	4.0000	16.00	1.000	0.4000	1.4000	40.74		
5	20.000	4.0000	28.00	1.000	0.4000	1.0000	48.71		
6	20.000	4.0000	16.00	1.000	0.4000	1.0000	48.71		
7	12.000	2.0000	8.000	6.000	1.0000	8.0000	11.95		
8	12.000	2.0000	8.000	3.000	1.0000	1.0000	48.71		
9	12.000	2.0000	8.000	1.000	0.4000	1.8000	35.19		
10	20.000	4.0000	28.00	1.000	0.4000	1.8000	35.19		
11	20.000	4.0000	20.00	1.000	0.4000	0.2000	90.53		
12	20.000	4.0000	12.00	1.0000	0.4000	1.0000	48.7160		
	F	RA	XA	RB	XB	VMA	RKCA	VMB	RKCB
1	0.550	10.000	-5.00	2.000	6.000	0.144	1.337	0.51	3.13
2	0.600	11.000	-6.00	2.500	7.000	0.036	1.074	0.26	1.70
3	0.650	12.000	-7.00	3.000	8.000	0.076	1.165	0.35	2.10
	F	G1	G2	G3	GKPH	GKP	GKPD		
1	0.550	0.979	6.000	0.734	5.000	4.310	6.344		
2	0.600	0.999	5.500	0.932	5.000	5.122	7.094		
3	0.650	0.994	5.000	0.874	5.000	4.344	6.378		
	SU=0.02839			TU=0.69129					

Представлена модифицированная схема генетического алгоритма и проведена ее оценка при расчете транзисторного усилителя, которая показала эффективность схемы для решения проблем попадания в локальные ямы и преждевременной сходимости. Такая модель вычислений позволяет эффективно решать задачи на многоядерных процессорах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлена методика автоматизированного синтеза однокаскадного СВЧ транзисторного усилителя на основе генетического алгоритма, которая дает возможность получить одновременно практически реализуемое

схемотехническое решение с учетом особенностей технологии изготовления и первоначальный вариант топологии. Описана программная среда для реализации методики. Представленный пример расчета однокаскадного транзисторного усилителя диапазона частот 1-2 ГГц подтверждает ее эффективность.

ПОДДЕРЖКА

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-0700050

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Данильченко В.И., Курейчик В.М. Генетический алгоритм планирования размещения СБИС // Известие ЮФУ, вып. 2., 2019г, стр. 75-79
- [2] Лебедев Б.К., Лебедев В.Б. Планирование на основе роевого интеллекта и генетической эволюции // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2009. – № 4 (93) – С. 25-33.
- [3] Курейчик В.М. Гибридные генетические алгоритмы // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2007. – № 2 (77). – С. 5-12.
- [4] А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, И.М. Добуш, Л.И. Бабак Структурно-параметрический синтез СВЧ транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием моделей монолитных элементов // Доклады ТУСУРа, № 2 (26), часть 2, декабрь 2012, стр. 104-112.
- [5] Кошевой С.Е. Структурный синтез СВЧ-устройств на основе генетического алгоритма в системе автоматизированного проектирования INDESYS / С.Е. Кошевой, С.Ю. Дорофеев, Л.И. Бабак // Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участ. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск: СФУ, 2009. – С. 421–424.
- [6] Горяинов А.Е. Построение параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с использованием программы Extraction-P / А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Наст. сб. С.94–99.
- [7] Kokolov A. A., Salnikov A. S., Sheyerman F. I. and Babak L. I. Broadband Double-Balanced SiGe BiCMOS Mixer With Integrated Asymmetric MBaluns, Int. Conf. “Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines” (Dynamics-2017), Omsk, Russia, 2017 (accepted for publication).
- [8] Wenyuan L. and Qian Z. “A 0.7–1.9GHz Broadband Pseudodifferential Power Amplifier Using 0.13-um SiGe HBT Technology”. 2012 Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), pp. 1–4, July 2012.
- [9] Коколов А. А., Добуш И. М., Шеерман Ф. И., Бабак Л. И. и др. Сложно-функциональные блоки широкополосных усилителей радиочастоты для однокристалльных приемников L- и S-диапазонов на основе технологии SiGe. 3-я Междунар. науч. конф. «ЭКБ и электронные модули» (Международный форум «Микроэлектроника-2017»), г. Алушта, октябрь 2017. — М.: Техносфера, 2017. — С. 395–401.
- [10] Bocklemann D. E. and Eisenstadt W. R. Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-43, No. 7, pp. 520–523, July 1995.
- [11] Kurokawa K. Power Waves and the Scattering Matrix, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, № 2, pp. 194–202, 1965.
- [12] Zhabin D. A., Garays D. V., Kalentyev A. A., Dobush I. M. and Babak L. I. Automated Synthesis of Low Noise Amplifiers Using S-parameter Sets of Passive Elements, Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2017), Kuala Lumpur, Malaysia, 2017 (accepted for publication).
- [13] Kalentyev A. A., Garays D. V. and Babak L. I. Genetic-Algorithm-Based Synthesis of Low-Noise Amplifiers with Automatic Selection of Active Elements and DC Biases, European Microwave Week 2014, Rome, Italy, pp. 520–523, October 2014.
- [14] Babak L. I., Kokolov A. A. and Kalentyev A. A. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis, European Microwave Week 2012, Amsterdam, The Netherlands, pp. 520–523, November 2012.
- [15] Запорожец Д.Ю., Кравченко Ю.А., Лежебоков А.А., Способы интеллектуального анализа данных в сложных системах // Известия Кабардино-Балкарского научного центра РАН. – 2013. – № 3. – С. 52-54.

Automated Structural-Parametric Synthesis of Single-Stage Microwave Transistor Amplifier Based on Genetic Algorithm

V.I. Danilchenko, E.V. Danilchenko, V.M. Kureichik

Institute of computer technologies and information security

Southern Federal University, Taganrog, Russia, danil4enko.vladislav@yandex.ru

Abstract — The article describes an automated method of structural-parametric synthesis of a single-stage microwave transistor amplifier based on a genetic algorithm that allows creating a competitive software product for the Russian market in the field of genetic search for solving NP complete problems, in particular, structural-parametric synthesis of a transistor amplifier. The purpose of this work is to find ways of structural-parametric synthesis of a single-stage microwave transistor amplifier based on a genetic algorithm. The scientific novelty consists in the development of a modified genetic algorithm for automated structural-parametric synthesis of the single-stage microwave transistor amplifier. The problem described in this paper is the following: to optimize the time of structural-parametric synthesis by applying a genetic algorithm. Minimize empty space, thereby reducing the size of the site for placement. The fundamental difference from the known approaches in the application of

new algorithmic genetic structures in automated structural-parametric synthesis, in addition, a new method for calculating a single-stage microwave transistor amplifier based on a genetic algorithm is introduced. Thus, the problem of creating methods, algorithms and software for automated structural synthesis of microwave transistor amplifiers is very important currently. Its solution will improve the quality characteristics of the designed devices, reduce the time and cost of design and reduce the requirements for the developer's qualification.

Keywords — genetic algorithms, graphs and hypergraphs, evolutionary calculations, automation of microwave module synthesis, CAD, schematic diagram, topology.

REFERENCES

- [1] Danilchenko V. I., Kureychik V. M. Genetic algorithm of VLSI placement planning // *Izvestiye SFU*, issue 2., 2019, p. 75-79
- [2] Lebedev B. K., Lebedev V. B. Planning based on swarm intelligence and genetic evolution // *SFU news. Technical Science.* – 2009. – № 4 (93) – Pp. 25-33.
- [3] Kureychik V. M. Hybrid genetic algorithms // *SFU news. Technical Sciences.* – 2007. – № 2 (77). – C. 5-12.
- [4] A. A. Kalentyev, D. V. Garais, I. M. Dobush, L. I. Babak Structural-parametric synthesis of microwave transistor amplifiers based on a genetic algorithm using models of monolithic elements // *TUSUR reports*, no. 2 (26), part 2, December 2012, pp. 104-112.
- [5] Koshevoy S. E. Structural synthesis of microwave devices based on a genetic algorithm in the computer-aided design system INDESYS / S. E. Koshevoy, C. Yu. Dorofeev, L. I. Babak // *Everything is fine. scientific-technical Conf. with internat. history. "Modern problems of Radioelectronics"*. Krasnoyarsk: SFU, 2009, Pp. 421-424.
- [6] Goryainov A. E. Construction of parametric models of passive components of microwave monolithic integrated circuits using the Extraction-P program / A. E. Goryainov, I. M. Dobush, L. I. Babak // *Present. SB. P.* 94-99.
- [7] Kokolov A. A., Salnikov A. S., Sheyerman F. I. and Babak L. I. Broadband Double-Balanced SiGe BiCMOS Mixer With Integrated Asymmetric MBaluns, *Int. Conf. "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines"* (Dynamics-2017), Omsk, Russia, 2017 (accepted for publication).
- [8] Wenyuan L. and Qian Z. "A 0.7–1.9GHz Broadband Pseudo-differential Power Amplifier Using 0.13-um SiGe HBT Technology". 2012 *Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, pp. 1–4, July 2012.
- [9] Kokolov A. A., Dobush I. M., Sheerman F. I., Babak L. I., and others. Complex-functional blocks of broadband radio frequency amplifiers for single-chip L- and S-band receivers based on SiGe technology. 3rd international. scientific conference "ECB and electronic modules" (international forum "Microelectronics-2017"), Alushta, October 2017. — Moscow: Technosphere, 2017. — Pp. 395-401.
- [10] Bockleemann D. E. and Eisenstadt W. R. Combined Differential and Common-Mode Scattering Parameters: Theory and Simulation. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-43, No. 7, pp. 520–523, July 1995.
- [11] Kurokawa K. *Power Waves and the Scattering Matrix*, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-13, № 2, pp. 194–202, 1965.
- [12] Zhabin D. A., Garays D. V., Kalentyev A. A., Dobush I. M. and Babak L. I. Automated Synthesis of Low Noise Amplifiers Using S-parameter Sets of Passive Elements, *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2017)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2017 (accepted for publication).
- [13] Kalentyev A. A., Garays D. V. and Babak L. I. Genetic-Algorithm-Based Synthesis of Low-Noise Amplifiers with Automatic Selection of Active Elements and DC Biases, *European Microwave Week 2014*, Rome, Italy, pp. 520–523, October 2014.
- [14] Babak L. I., Kokolov A. A. and Kalentyev A. A. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis, *European Microwave Week 2012*, Amsterdam, The Netherlands, pp. 520–523, November 2012.
- [15] Zaporozhets D. Yu., Kravchenko Yu. a., Lezhebokov A. A., *Methods of data mining in complex systems // Izvestiya Kabardino-Balkar scientific center of the Russian Academy of Sciences*, 2013, no. 3, Pp. 52-54.