

В. Н. ВЬЮХИН, Е. А. КОВАЛЕВ,
В. В. КУРОЧКИН, В. П. ЮНОШЕВ
(Новосибирск)

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ДВУХКАНАЛЬНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ

Одним из основных требований, которые предъявляются к синтезатору частоты, работающему в составе акустооптического дефлектора (АОД) голограммного запоминающего устройства (ГЗУ), является требование высокого быстродействия — время переключения частот должно быть около 1 мкс. Синтезаторы частот, получившие широкое распространение в радиотехнике, имеют существенно большее время переключения, а также не удовлетворяют ряду других требований, предъявляемых к синтезатору как элементу ГЗУ [1]. В связи с этим возникает задача разработки синтезатора, предназначенного специально для работы в ГЗУ. В настоящей работе рассматриваются вопросы проектирования и реализации блоков синтезатора с временем переключения частот менее 1 мкс.

На рис. 1 приведена структурная схема разработанного синтезатора частот (СЧ), в котором используется основной принцип построения синтезаторов прямого синтеза — принцип интерполяции. Выходной сигнал синтезатора формируется путем взаимного наложения «крупной» и «мелкой» сеток частот. С целью использования в СЧ элементов с сосредоточенными параметрами основной синтез осуществляется в октаве 25—50 МГц. СЧ разработан в соответствии с требованиями, изложенными в [1], и содержит следующие блоки:

1) двухканальный генератор дискретных частот ГДЧ; 2) блоки синтеза БС I и БС II; 3) удвоители частоты УЧ I и УЧ II; 4) усилители мощности УМ I и УМ II; 5) генераторы управляемой частоты ГУЧ I и ГУЧ II.

ГДЧ формирует «мелкую» сетку из десяти кварцованных частот в диапазоне 4—5,8 МГц через 0,2 МГц. В блоках БС I и БС II формируется «крупная» сетка частот в диапазоне 26—50 МГц через 2 МГц, здесь же осуществляется интерполяция внутри двухмегагерцевого интервала частотами соответствующих ГДЧ или ГУЧ. За счет УЧ I и УЧ II диапазон частот расширяется до 52—100 МГц, а УМ I и УМ II повышают выходную мощность сигнала до 2 Вт на нагрузке 50 Ом.

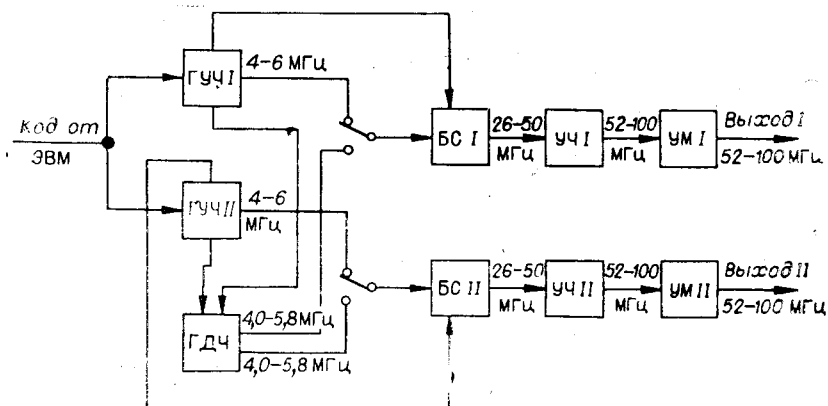


Рис. 1.

ГДЧ совместно с БС и УМ образуют цифровой синтезатор, который может генерировать 120 кварцованных частот в одной из двух октав. При замене ГДЧ на ГУЧ образуется аналого-цифровой синтезатор, формирующий около 1000 частот с диапазононо-кварцевой стабилизацией. Применение ГУЧ вместо ГДЧ расширяет возможности СЧ и повышает его универсальность к типу акустооптических ячеек, рабочие частоты которых, как правило, заранее неизвестны.

Синтезатор частот, представленный на рис. 1, функционирует следующим образом. От ЭВМ 12-разрядный код требуемой выходной частоты по одному из каналов поступает в регистр памяти, конструктивно расположенный в соответствующем ГУЧ. СЧ функционирует следующим образом: 12-разрядные коды адресов позиций дефлектора по каждой координате поступают от ЭВМ и запоминаются в регистрах, конструктивно расположенных в ГУЧ. Далее старшие 4 разряда (1—4) дешифрируются в БС и коммутируют один из его подканалов на выход, 5-й—8-й разряды выполняют те же функции в ГДЧ. Разряды с 5-го по 11-й поступают на цифроаналоговые преобразователи ГУЧ, устанавливая его выходную частоту в соответствии с поступившим кодом. Кроме того, с дешифраторов 1-го—4-го разрядов поступают сигналы на переключение фильтров в УЧ.

ГДЧ работает как видеоимпульсный умножитель частоты [2] с коэффициентом умножения 20—29. Из колебаний кварцевого генератора, входящего в состав ГДЧ, формируется последовательность импульсов длительностью 70 нс, частотой 200 кГц и амплитудой 10 В, которая возбуждает резонансные фильтры-усилители, настроенные на частоты 4,5—5,8 МГц через 0,2 МГц. Для выделения гармоник в каждом из 10 фильтров-усилителей используется 4 резонансных контура, обеспечивающих подавление соседних гармоник на 40 дБ. Оконечные каскады усиления выполнены по схеме регулируемого усилителя и обеспечивают равенство амплитуд всех гармоник на выходах ГДЧ. Отфильтрованные гармонические сигналы коммутируются на два выхода ГДЧ системой ключей, управляемых дешифраторами. В качестве ключей используются микросхемы 2КД281, имеющие коэффициент передачи в закрытом состоянии $K_p < -50$ дБ на рабочих частотах ГДЧ. Взаимное влияние каналов, вызываемое емкостью между их выходными шинами, составляет — (40—45) дБ. Испытания ГДЧ показали, что относительный уровень паразитных частот на выходе — (35—40) дБ, а время переключения частот, определяемое быстродействием дешифраторов и ключей, не превышает 50 нс.

Блок синтеза содержит в своем составе видеоимпульсный умножитель частоты, семь преобразователей частоты (ПЧ), двенадцать полосовых фильтров (ПФ), двенадцать ключей и схему автоматической регулировки усиления (АРУ). Умножитель частоты формирует сетку частот $f_2 = 32—44$ МГц через 2 МГц. Преобразователи частоты осуществляют алгебраическое сложение выходных частот f_1 ГДЧ или ГУЧ с частотами f_2 , формируемыми в БС. Пять ПЧ имеют два выхода, нагруженных на два полосовых фильтра, один из которых выделяет разностную $f_2 - f_1$, а другой суммарную $f_2 + f_1$ частоты из продукта преобразования. В двух ПЧ используется по одному выходу, с которых ПФ выделяют разностные частоты $f_2 - f_1$. Блок синтеза построен так, что частоты в диапазоне 26—40 МГц формируются как $f_2 - f_1$, а в диапазоне 40—50 МГц — как $f_2 + f_1$. Использование суммарной и разностной частот с выходов ПЧ позволило уменьшить число резонансных контуров и ПЧ в блоке. Ключи, управляемые от дешифратора, подключают выход выбранного ПФ на вход схемы АРУ, которая стабилизирует амплитуду выходного сигнала БС на всех частотах.

На рис. 2 представлена принципиальная схема ПЧ и двух ПФ (конструктивно они разделены). ПЧ (Э1—Э3) выполнены по схеме

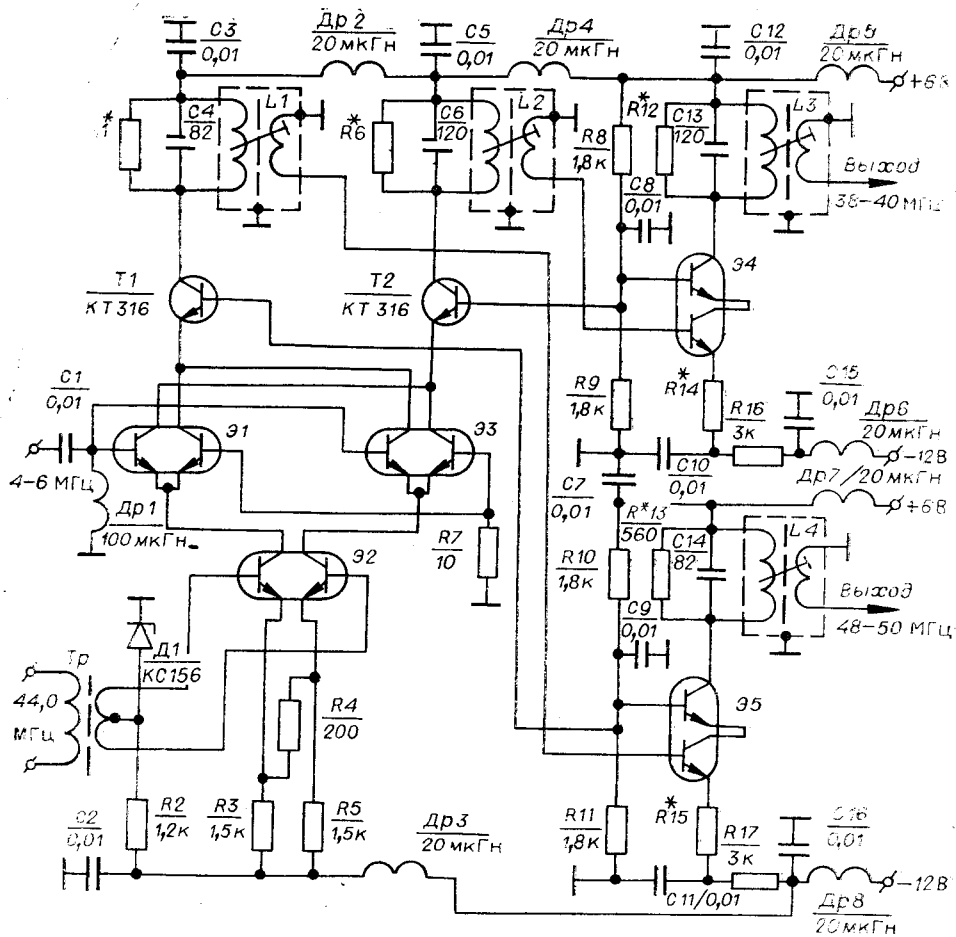


Рис. 2.

бестрансформаторного ПЧ с двойным (по f_1 и f_2) балансом [3] на сдвоенных транзисторах 1НТ591. Как известно [3], выходной продукт ПЧ в общем случае описывается выражением

$$f_{\text{ПЧ}} = |sf_1 \pm hf_2|, \quad (1a)$$

а для ПЧ с двойным балансом —

$$f_{\text{ПЧ}} = |s'f_1 \pm h'f_2|, \quad (16)$$

где f_1 и f_2 — частоты на выходах ПЧ; $f_{\text{ПЧ}}$ — продукт преобразования на выходе ПЧ; $s, h=0, 1, 2, \dots$; $s', h'=1, 3, 5, \dots$; $s+h=p$ (p — порядок полинома, аппроксимирующего нелинейность ПЧ). Из приведенных выражений видно, что ПЧ с двойным балансом обладает способностью подавлять большое количество паразитных частот на выходе.

Анализ пораженных комбинационными частотами $f_{\text{ПК}}$ областей частотного спектра выходного сигнала ПЧ показал, что наиболее опасными паразитными частотами, попадающими в полосу пропускания ПФ, являются комбинации вида:

$$f'_{\text{ПК}} = 5f_1, 6f_1 \dots; \quad (2a)$$

$$f''_{\text{ПК}} = 2f_2 - 5f_1; \quad (26)$$

$$f'''_{\text{ПК}} = 2f_2 - 6f_1, \quad (2b)$$

где f_1 и f_2 — соответственно частоты «мелкой» (4—5,8 МГц) и «крупной» (32—44 МГц) сеток. Комбинации вида (2а) и (2б), согласно (1б), должны подавляться, и, следовательно, из (2в) минимальный порядок паразитных частот, попадающих в полосу пропускания фильтров, составляет $P_{\min}=8$. Уровень комбинационных частот на выходе ПЧ, имеющих значение $p=8$, как правило, ниже уровня рабочих частот ($f_1 \pm f_2$) на 60 дБ [4]. Однако вследствие неидеальности балансировки балансные ПЧ хорошо подавляют паразитные частоты, имеющие порядок $p \leq 5$; комбинации более высоких порядков имеют тот же уровень, что и в небалансных ПЧ — ниже уровня рабочих частот на 40 дБ.

Из изложенного следует и экспериментально подтверждено, что при ранее указанных значениях рабочих частот на выходах ПЧ и заданной полосе пропускания ПФ выходной сигнал ПЧ (см. рис. 2) не содержит комбинационных частот, попадающих в полосу пропускания ПФ и имеющих относительный уровень более —40 дБ. Практически можно считать, что выходной сигнал ПЧ содержит только частоты $f_2 \pm f_1$ и подавленный на 20—30 дБ относительно их уровня сигнал частоты f_2 . Амплитуды сигналов частоты f_1 и f_2 , подаваемые на вход ПЧ, равны соответственно 0,1 и 0,5 В. По общему входу 4—6 МГц все ПЧ развязаны эмиттерными повторителями.

Использование в синтезаторе балансных ПЧ и рационального соотношения частот на их входах позволило снизить требования к избирательности полосовых фильтров. Полосовые фильтры должны иметь полосу 2,5 МГц и избирательность, обеспечивающую подавление на 35—40 дБ «зеркальной» частоты, удаленной от полезной компоненты на $2 f_1$. Требуемую избирательность обеспечивает фильтр на двух резонансных контурах, выполненный по схеме «расстроенной пары» или по схеме связанных контуров. Первый способ обеспечивает более простую настройку и принят для реализации ПФ (см. рис. 2). Резонансная кривая усилителей с парой расстроенных каскадов и требуемая добротность Q_n контуров описываются уравнениями [5]:

$$K/K_0 = \frac{1 + \beta^2}{\sqrt{a^4 + 2a^2(1 - \beta^2) + (1 + \beta^2)^2}}; \quad (3)$$

$$Q_n = f_0 / \Pi \psi(n), \quad (4)$$

где β — обобщенная расстройка контуров усилителя: $\beta = Q_n [2(f_{p1} - f_{p2})/f_0]$ (f_{p1} , f_{p2} и f_0 — резонансные частоты контуров и средняя частота фильтра соответственно); a — текущая обобщенная расстройка; Π — полоса пропускания на уровне 0,7; $\psi(n)$ — табулированный параметр [5]; $a = Q_n |\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega|$, $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Расчетная добротность Q_n контуров из (4) при условии формирования резонансной кривой с подъемом максимумов на 1,5 дБ составляет 27—49 и численно равна средней частоте фильтра в МГц. Подавление фильтром «зеркальной» частоты из (3) составляет 40 дБ и 36 дБ — при выделении фильтром суммарной $f_2 + f_1$ и разностной $f_2 - f_1$ частот соответственно. Подавление сигнала частоты f_2 равно 30 и 26 дБ при тех же условиях. Следовательно, относительный уровень сигнала с частотой f_2 на выходе фильтра составляет менее —50 дБ. Расчеты произведены для $f_1 = 4$ МГц. Первый контур фильтра (см. рис. 2) включен через каскад с общей базой непосредственно на выход ПЧ, а второй контур — в коллекторную цепь каскадного усилителя на Э5. Необходимая добротность контуров устанавливается шунтирующими резисторами $R1^*$, $R13^*$ и $R6^*$, $R12^*$.

Выходные сигналы ПФ через развязывающие эмиттерные повторители поступали на ключи, подключающие один из ПФ к входу схемы АРУ. Ключи (рис. 3, а) выполнены по схеме шестидиодного мостового ключа на диодах Д3—Д8 типа Д18. Ключи управляются парафазны-

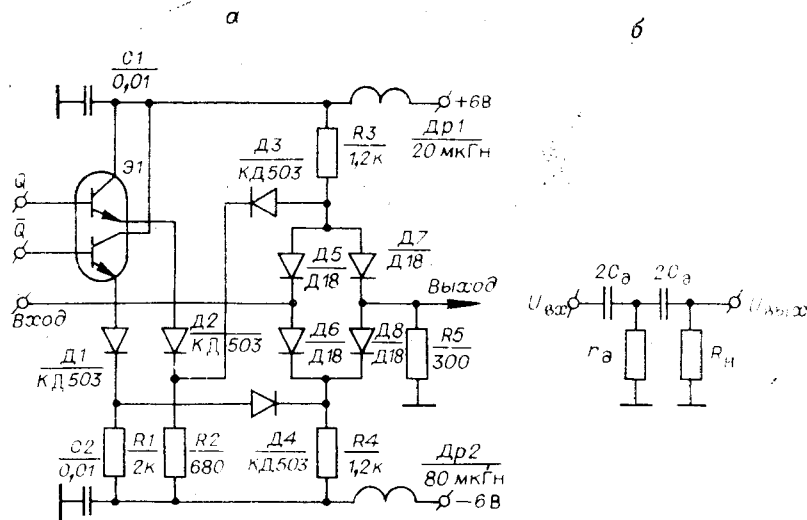


Рис. 3.

ми логическими сигналами Q и \bar{Q} , уровни которых 0 и +3 В сдвигаются на 1,5 В микросхемой Э1 и диодами Д1 и Д2. Коэффициент передачи ключом входного высокочастотного напряжения в состоянии «Замкнуто» при нагрузке 300 Ом равен $K_a = -(3-4)$ дБ. Коэффициент передачи ключа в состоянии «Разомкнуто» определим из эквивалентной схемы, приведенной на рис. 3, б, где приняты следующие обозначения: C_d — емкость обратносмещенного диода; r_d — прямое сопротивление диодов Д1 и Д2 и равное ему сопротивление перехода эмиттер — база открытых транзисторов Э1. Коэффициент передачи ключа по эквивалентной схеме рис. 3, б при условии $\omega\tau_{1,2} \ll 1$ с достаточной точностью может быть определен из выражения

$$K_p = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = (\omega^2\tau_1\tau_2) / [(1 + \omega\tau_1)(1 + \omega\tau_2)], \quad (5)$$

где $\tau_1 = 2C_d r_d$; $\tau_2 = 2C_n R_n$; ω — круговая частота входного сигнала. При заданных режимах емкость диода Д18 $C_d < 0,8$ пФ, значение $r_d \leq 25$ Ом. Для $f = 50$ МГц из (5) имеем $K_p = -54$ дБ и, следовательно, $K_a/K_p = 50$ дБ, что подтверждается экспериментально. Время переключения ключа определяется временем восстановления обратного сопротивления диодов Д5—Д8 и не превышает 40 нс.

На рис. 4 приведена схема удвоителя частоты, который содержит усилитель У1 на параллельно-включенных транзисторах Т1—Т2, каскад удвоения частоты на полевых транзисторах Т3—Т4, усилители У2—У5, аналогичные У1, полосовые фильтры ПФ1 и ПФ2, коммутируемые по выходам ключами К1 и К2. В коллекторных цепях усилителей У1—У5 установлены трансформаторы Тр2 типа длинной линии, обеспечивающие широкополосное согласование усилителя с нагрузкой. Симметрирующе-согласующий трансформатор Тр3 обеспечивает получение двух напряжений, сдвинутых по фазе на 180° и имеющих равные амплитуды, причем эти условия достаточно точно выдерживаются в рабочей полосе частот. Поскольку полевые транзисторы имеют квадратичную зависимость тока стока от напряжения на затворе, то при подаче на затворы транзисторов Т3 и Т4, включенных, как показано на рис. 4, равных и противофазных напряжений $U_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$ суммарный ток в цепи стоков Т3 и Т4 с точностью до постоянного коэффициента k выражается таким образом:

$$T_{\text{ст}} = kU_{\text{вх}}^2 = kU_m^2(1 - \cos 2\omega t). \quad (6)$$

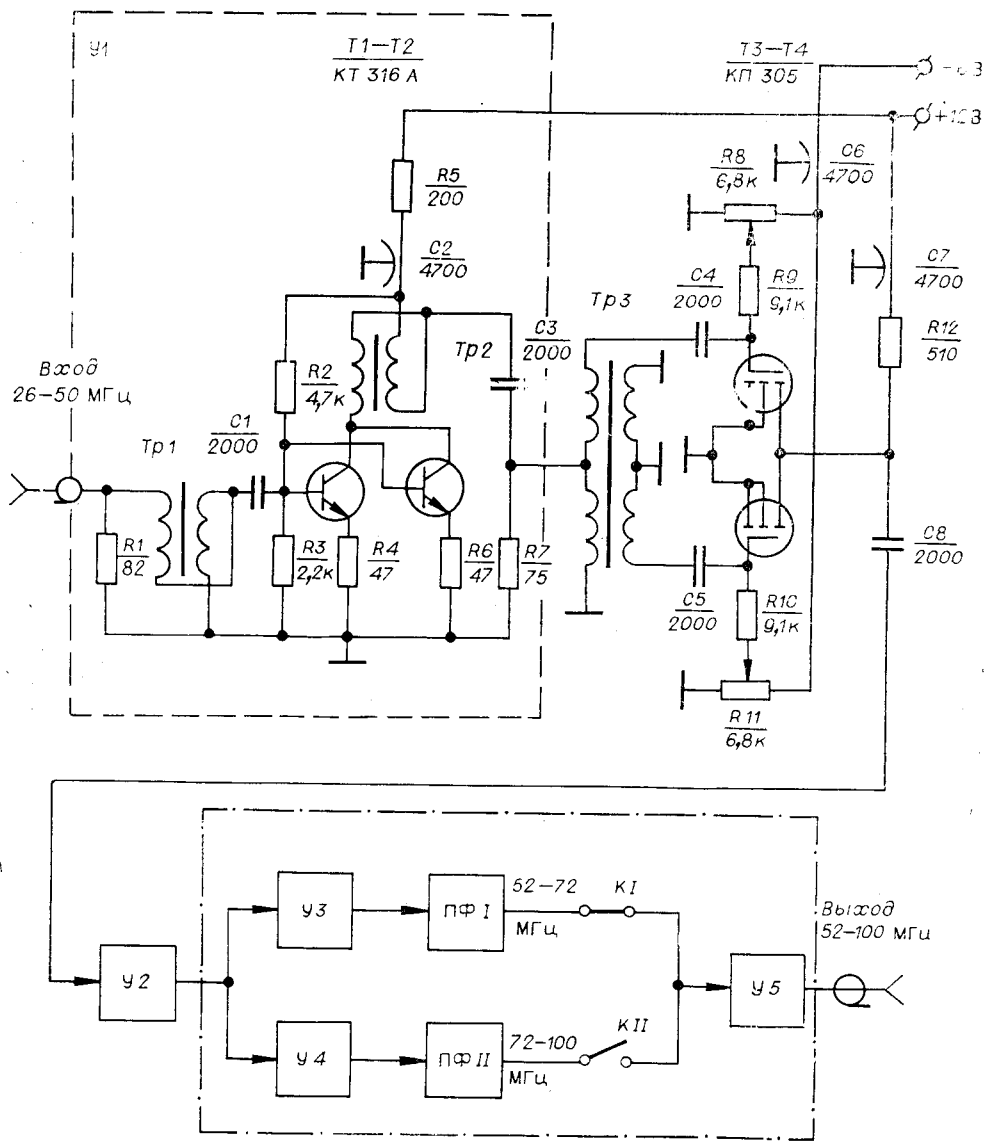


Рис. 4.

Следовательно, в случае идеальной балансировки схемы удвоителя его выходной ток будет содержать, кроме постоянной составляющей, только вторую гармонику входного сигнала. Однако из-за несимметрии элементов схемы удвоения в выходном сигнале появляется также 1-я гармоника, вызывающая паразитную амплитудную модуляцию (ПАМ) выходного сигнала и высшие гармоники, начиная с 3-й. Практически при подборе транзисторов Т3 и Т4 относительный уровень 1-й гармоники на выходе каскада удвоения, представленного на рис. 4, не превышал — (15—20) дБ, форма кривой близка к синусоидальной. Такой сигнал пригоден для управления акустооптической ячейкой, но не пригоден для дальнейшего удвоения аналогичным каскадом. Последнее необходимо для дальнейшего расширения диапазона частот.

Паразитные гармоники, возникающие в каскаде удвоения, подавляются коммутируемыми полосовыми фильтрами ПФ I и ПФ II с поло-

сой пропускания 52—72 МГц и 72—100 МГц. Выбор граничной частоты поддиапазонов определяется из условия максимального подавления в спектре выходного сигнала 1-й и 3-й гармоник входного сигнала. ПФ I и ПФ II — фильтры типа Кауэра (Золотарева) 5-го порядка — рассчитаны по методике [6] и обеспечивают затухание в полосе задержания 40 дБ. Неравномерность АЧХ удвоителя частоты менее 1 дБ, относительный уровень паразитных гармоник и субгармоник не превышает —30 дБ, амплитуда выходного сигнала 0,5 В. Сигналы с выходов удвоителей частоты поступают на блок усилителей мощности, выполненный аналогично [7].

Время установления частоты на выходе синтезатора при переключении частот определяется суммой времен

$$t_{\Sigma} = t_{\text{д}} + t_{\text{к}} + t_{\phi 1} + t_{\phi 2}, \quad (7)$$

где $t_{\text{д}}$ и $t_{\text{к}}$ — задержки в дешифраторе и ключе ГДЧ; $t_{\phi 1}$ и $t_{\phi 2}$ — задержки в полосовых фильтрах блока синтеза и удвоителя частоты соответственно. В (7) предполагается, что время переключения ключей в блоке синтеза существенно меньше $t_{\phi 1}$. Поскольку значение $t_{\text{д}} + t_{\text{к}} \leq 50$ нс $\ll t_{\phi 1} + t_{\phi 2}$, то время переключения t_{Σ} будет в основном определяться задержками в полосовых фильтрах при дискретном изменении частоты на их входах. Значение $t_{\phi 1}$ найдем исходя из общего выражения для группового времени запаздывания (ГВЗ) фильтра и фазочастотной характеристики фильтра по схеме «расстроенной пары» [8]:

$$t_{\phi 1} = d\varphi/d\omega; \quad \varphi(\omega) = \arctg[2a/(1 + \beta^2 - a^2)]. \quad (8)$$

В формуле (8) обозначения a и β соответствуют принятым в выражении (3). Выполнив дифференцирование $d\varphi/d\omega$, получим

$$t_{\phi 1} = \frac{2Q_{\text{н}}}{\omega_0} \frac{2(1 + \beta^2 - a^2) + 4a^2}{(1 + \beta^2 - a^2) + 4a^2}. \quad (9)$$

Исследование уравнения (9) на экстремум показывает, что для $\beta = 1,8$ значение $t_{\phi 1}$ достигает максимума при $a \approx 2$ и $t_{\phi 1} = 2Q_{\text{н}}/\omega_0$. В полосовых фильтрах БС значение $Q_{\text{н}}$ численно равно f_0 в МГц и, следовательно, $t_{\phi 1} = 1/\pi = 0,33$ мкс. Переходный процесс установления частоты на выходе фильтра сопровождается переходным процессом установления амплитуды, протекающим примерно с такой же скоростью [8].

ГВЗ фильтра удвоителя из таблиц [6] составляет 0,16 мкс, и, следовательно, общее время переключения частоты на выходе синтезатора не превышает 0,5 мкс. Время установления амплитуды сигнала на выходе определяется переходным процессом в схеме АРУ и составляет 1—1,5 мкс.

На рис. 5 приведена фотография переходного процесса на выходе синтезатора при переключении частоты с 32,8 до 32,0 МГц, причем для удобства наблюдения частота 32,0 МГц вычитается. Длительность импульса переключения 4 мкс. Из фотографии видно, что задержка при переключении частоты не превышает половины периода разностной частоты 0,8 МГц, т. е. 0,6 мкс. При переключении частоты с 52,0 до

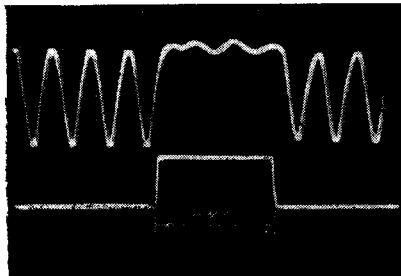


Рис. 5.

85,6 МГц с вычитанием 52,0 МГц время установления частоты на выходе составило 0,6—0,7 мкс. В случае, если частота ГДЧ не переключается, задержка составляет 0,15 мкс (задержка в фильтре удвоителя частоты). Полученные экспериментальные данные хорошо согласуются с вышеприведенными расчетами.

Конструктивно синтезатор размещен в блоке «Вишня», в котором

источник питания отдельный. Блоки синтезатора выполнены в виде металлических шасси с отсеками для печатных плат узлов. Всего в синтезаторе использовано 180 резонансных контуров.

В заключение приведем основные параметры синтезатора частот: число каналов 2; диапазоны частот 26—50, 52—100 МГц; время переключения частот < 1 мкс; число частот с кварцевой стабилизацией 120; число частот с диапазонно-кварцевой стабилизацией 1000 (стабильность не хуже 0,05%); относительный уровень паразитных частот, некратных частоте выходного сигнала, < -30 дБ; неравномерность АЧХ ± 1 дБ; выходная мощность 2 Вт на нагрузке 50 Ом.

Синтезатор частот используется в составе двухкоординатного АОД с акустооптическими ячейками из молибдата свинца. АОД управляется от ЭВМ «Электроника-100» через интерфейсы программного канала. С помощью специальных цепей выходы синтезатора согласованы с акустооптическими ячейками в полосе 30 МГц при уровне дифракции не менее 40% по каждой координате.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Н. Вьюхин, В. В. Курочкин. Вопросы проектирования систем управления акустооптических дефлекторов. — «Автоматрия», 1976, № 3, с. 35.
2. В. А. Левин. Стабилизация дискретного множества частот. М., «Энергия», 1970. 327 с.
3. М. Е. Мовшович. Полупроводниковые преобразователи частоты. Л., «Энергия», 1974. 310 с.
4. Е. Г. Лапицкий, А. М. Семенов, Л. М. Сосновкин. Расчет диапазонных радиопередатчиков. Л., «Энергия», 1974. 270 с.
5. Ю. Л. Симонов. Усилители промежуточной частоты. М., «Сов. радио», 1973. 360 с.
6. Г. Ханзел. Справочник по расчету фильтров М., «Сов. радио», 1974. 288 с.
7. В. Н. Вьюхин, Е. А. Ковалев, В. В. Курочкин, В. П. Юношев. Система управления акустооптического дефлектора. — «Автоматрия», 1975, № 3, с. 126—130.
8. И. С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. М., «Сов. радио», 1971. 327 с.

Поступила в редакцию 14 мая 1975 г.

УДК 681.327.2:621.373

В. Н. ВЬЮХИН, В. В. КУРОЧКИН

(Новосибирск)

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АКУСТООПТИЧЕСКОГО ДЕФЛЕКТОРА

В связи с развитием исследований по голограммным запоминающим устройствам (ГЗУ) возникла задача создания быстродействующих дискретных дефлекторов лазерного луча с произвольной адресацией. Из двух альтернативных способов построения дискретных дефлекторов — электрооптического и акустооптического — последний позволяет создать более дешевые и малогабаритные устройства, так как требует только одного — двух отклоняющих элементов для двухкоординатного отклонения. Акустооптический дефлектор (АОД) состоит из трех главных частей: акустооптической ячейки (АОЯ), элементов оптической