

приведенное ко входу усилителя в полосе частот  $0 \div 100$  кГц, составляет 10 мкВ эффективного значения.

На рис. 3 приведены результаты измерения калибровочной кривой станцией «Зонд-1». На вход усилителя подавалась экспонента, возбуждаемая прямоугольными импульсами с силового ключа, с аддитивно наложенным шумом. Постоянная времени экспоненты  $\tau=L/R=1$  мс, уровень шума равнялся 60 мкВ (эфф). Экспоненциальная кривая регистрировалась в 16 временных точках, распределенных с прогрессирующим шагом. Снимались десять кривых во временном диапазоне от 0,2 до 9,6 мс при числе повторений  $N=2^{12}=4096$  (одна реализация). Сплошной линией на рисунке обозначена расчетная кривая, точками — усредненные результаты по десяти реализациям, черточками — максимальные отклонения измеряемых напряжений, полученные хотя бы при одной реализации. Максимальная погрешность для этих результатов не превышает 26% ( $t=9,6$  мс) при расчетном значении сигнала в этой временной точке  $U_0=1,8$  мкВ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Вознюк В. Р., Глинский Б. М. Особенности измерений при зондировании становлением поля в ближней зоне.— В кн.: Измерительная аппаратура для разведочной геофизики. Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1973, с. 113—118.
2. Wilkes, Thompson, Sedgwick. Multiple stage sample normalizing amplifier with automatic gain prediction.— United States Patent, N 3813609, кл. НО 3g 3/22, May 28, 1974.
3. Вознюк В. Р., Логинов А. В. О выборе шага квантования АЦП, используемого в электроразведочной аппаратуре для метода ЗСБЗ.— В кн.: Измерительная аппаратура для разведочной геофизики. Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1973, с. 119—124.
4. Вьюхин В. И. Компараторный фиксатор уровня напряжения.— «Автоматрия», 1968, № 6, с. 60—66.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., «Сов. радио», 1966.
6. Вознюк В. Р., Глинский Б. М., Исаев Г. А. Электроразведочная станция «Зонд-1» для метода переходных процессов и становления поля в ближней зоне.— «Разведочная геофизика», 1974, № 62.
7. Солоненко В. И. Быстродействующий микроэлектронный аналого-цифровой преобразователь.— В кн.: Аналого-цифровые преобразователи. (Труды семинара). Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1971, с. 73—84.

Поступило в редакцию 6 февраля 1978 г.

УДК 681.327.2 : 621.373

В. И. ВЬЮХИН, Е. А. КОВАЛЕВ  
(Новосибирск)

## СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫМ АКУСТООПТИЧЕСКИМ МОДУЛЯТОРОМ

Задача создания цифровых управляемых транспарантов (для голограммных запоминающих устройств и других целей) может быть решена, в частности, на основе применения многоканальных акустооптических модуляторов (МАОМ) [1]. В настоящее время разработано большое количество различных типов МАОМ [2]. Однако в известной нам литературе нет сведений по устройствам управления МАОМ. Целью работы являются анализ и описание структурной схемы и наиболее интересных узлов разработанной в ИАиЭ СО АН СССР 64-канальной аппаратуры управления МАОМ. Управляемый транспарант содержит два МАОМ: первый формирует цифровое 32-рядное слово в виде дифрагированных лазерных пучков по координате 1, второй осуществляет развертку полученного слова по координате 2 и компенсирует доплеровский сдвиг частоты\*. С целью снижения требований к МАОМ по полосе вся система работает на одной частоте 60 МГц.

Структурная схема системы управления приведена на рис. 1 и содержит следующие узлы: блок из 32 коммутируемых усилителей мощности  $1 \div 32$ , осуществляющий управление по 1-й координате; блок из 32 ключей мощности  $33 \div 64$  и блок из 4

\* Оптическая схема управляемого транспаранта разработана И. С. Гибным и А. В. Трубецким.

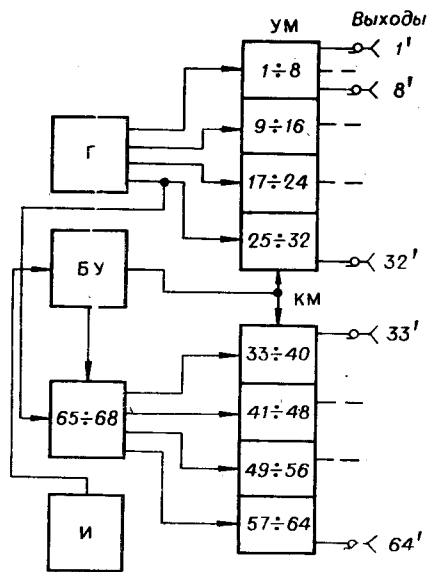


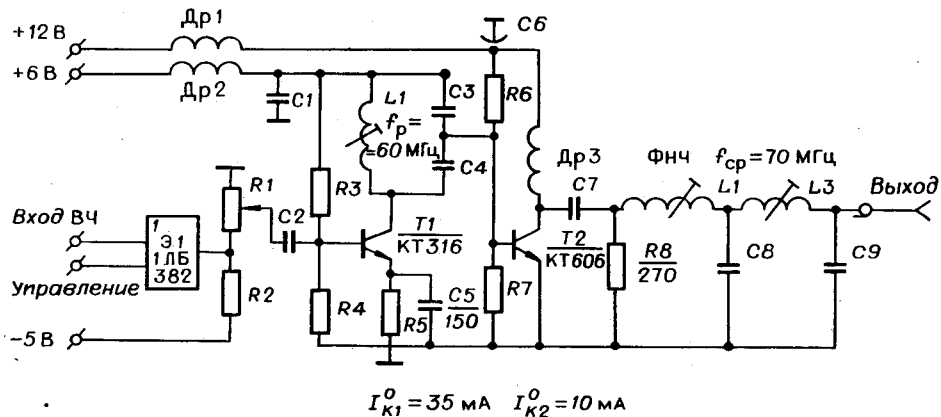
Рис. 1.

Наиболее ответственным узлом системы является усилитель мощности. В связи с тем, что их используется большое количество (36), усилители мощности должны быть максимально простыми, иметь высокий КПД и надежность. При требуемой мощности в нагрузке 0,5 Вт с учетом потерь в кабеле (0,2 дБ/м) и на отражение (1 дБ) усилитель должен развивать мощность  $0,7 \div 0,8$  Вт в нагрузке 75 Ом. В соответствии со структурной схемой рис. 1 восемь усилителей мощности соединяются параллельно по входам и возбуждаются с одного выхода генератора. Возникающая при этом задача согласования решена путем установки на вход каждого усилителя логической ЭСЛ-микросхемы, выполняющей также функции ключа. ЭСЛ-микросхемы имеют достаточно высокоомный входной импеданс на частоте 60 МГц (по сравнению с волновым сопротивлением кабеля  $\rho = 75$  Ом), что позволило непосредственно запараллелить по входам 8 усилителей и при установке дополнительного согласующего резистора получить  $K_{СВ} < 2$ . Внутреннее усиление микросхемы обеспечивает коммутацию входного сигнала без потерь на 1-й каскад усилителя.

Упрощенная принципиальная схема коммутируемого усилителя мощности приведена на рис. 2. Усилитель мощности двухкаскадный; с целью повышения надежности и КПД выходной каскад работает в классе В (угол отсечки  $\theta = 90^\circ$ ) при минимально возможном напряжении питания коллектора

$$E_{k \text{ min}} = \xi U_m = \xi (2P_n R_n)^{1/2} = 12 \text{ В},$$

где  $U_m$  — амплитуда 1-й гармоники на коллекторе;  $\xi$  — коэффициент использования коллекторного напряжения;  $P_n R_n$  — мощность и сопротивление нагрузки.



$$I_{K1}^0 = 35 \text{ мА} \quad I_{K2}^0 = 10 \text{ мА}$$

Рис. 2.

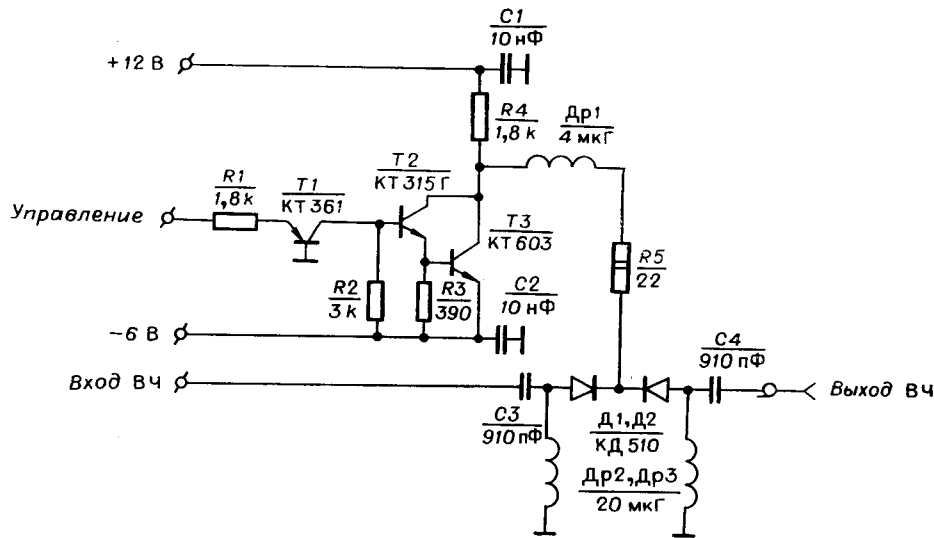


Рис. 3.

Энергетический расчет выходного каскада по методике [3] дает значение  $\eta=0,5$ , практически получено  $\eta=0,4$ . Фильтрация выходного сигнала осуществляется фильтром нижних частот (ФНЧ) 2-го порядка с частотой среза 70 МГц. Резистор R8 поглощает высшие гармоники, уменьшая тем самым пик-фактор напряжения на коллекторе T2. Межкаскадное согласование импедансов осуществляется контуром L1, C3, C4 с коэффициентом включения нагрузки  $P=C3/(C3+C4)=1/4$ . Первый каскад усилителя работает в классе A, резистор R5 стабилизирует ток покоя, потенциометром R1 меняется уровень входной и, следовательно, выходной мощности усилителя. Полоса пропускания усилителя мощности (до ФНЧ) определяется в основном добротностью нагруженного контура

$$\Delta f = f_0/Q_n = f_0 \rho^2 / r_{вх} = 25 \text{ МГц.}$$

где  $r_{вх}=8 \text{ Ом}$  — входное сопротивление T2 в рабочем режиме;  $\rho=50 \text{ Ом}$  — волновое сопротивление контура.

Поскольку выходной каскад работает в перенапряженном режиме, выходная мощность усилителя линейно растет с повышением напряжения  $E_k$  и достигает 1,5 Вт при  $E_k=27 \text{ В}$ . Коэффициент передачи усилителя  $K_p=30 \text{ дБ}$ . В работе [4] показано, что коэффициент передачи вентиля серии 138 как высокочастотного ключа в состоянии «Выключено» составляет  $-(40 \div 50) \text{ дБ}$  на частоте 50 МГц, в то время как для целей цифрового управления акустооптическими устройствами достаточно обеспечить «просачивающуюся» мощность на выходе выключенного канала на 30 дБ ниже рабочей. Следует также отметить, что в схеме рис. 2 имеется возможность существенного уменьшения остаточной мощности на выходе путем установки режима выходного каскада в классе C.

Ключ мощности (рис. 3) выполнен по симметричной схеме на двух импульсных диодах КД510А. Цепь управления содержит согласующий каскад на T1, обеспечивающий управление от логических уровней 0 и +3 В, насыщенный ключ на составном транзисторе T2, T3. Цепь управления должна обеспечивать ток смещения через каждый диод ключа  $I_0 \geq (2P_n/R_n)^{1/2}$  при  $P_n=0,75 \text{ Вт}$   $I_0 \leq 150 \text{ мА}$ . Практически оказалось достаточным для полного отпираания ключа задавать ток смещения  $I_0=100 \text{ мА}$ , что объясняется эффектом накопления носителей в базе диода (этот эффект ярко выражен в ррп-диолах, используемых для коммутации СВЧ-мощности). При токе  $I_0=100 \text{ мА}$  и мощности на выходе  $P=0,7 \text{ Вт}$  нелинейные искажения на выходе не превышают 20 дБ.

Коэффициент передачи ключа в состояниях «Выключено» и «Включено» определяется соответственно

$$K_1 = 20 \lg (\omega C_0 R_n) / 2 \text{ при } R_n \ll 1/\omega C_0;$$

$$K_2 = 20 \lg |R_n / (R_n + 2r_d + 2R_j \omega C_{3,4})|,$$

где  $r_d, C_0$  — прямое сопротивление и барьерная емкость диода КД510, C3,4 — из рис. 3. В рабочем режиме  $r_d=1 \div 2 \text{ Ом}$ ,  $C_0 \leq 2 \text{ пФ}$  и, следовательно, потери, вносимые ключом в открытом состоянии, не превышают 1 дБ, а в закрытом — более 30 дБ.

Экспериментально полученные значения  $K_2 = -0,7$  дБ,  $K_1 = -40$  дБ. Время переключения ключа менее 1 мкс. Коммутатор мощных сигналов содержит 4 группы по 8 запараллеленных ключей мощности, каждая группа возбуждается от коммутируемого усилителя мощности (65 ÷ 68 — на рис. 1).

Блок управления системы обеспечивает следующие режимы работы по координате 2:

а) возбуждение любого канала, выбранного с помощью кнопочного переключателя;

б) циклическое последовательное возбуждение каналов с регулируемой частотой 100 Гц — 50 кГц;

в) однократное последовательное возбуждение всех каналов с той же частотой.

По координате 1 все каналы имеют автономное управление от кнопочных переключателей. Интерфейс в виде модуля САМАС обеспечивает управление системой от ЭВМ М-400 через крейт САМАС.

Конструктивно система выполнена в блоке «Вишня». Каждый усилитель мощности смонтирован на отдельной печатной плате и размещен в экранированном отсеке латунного шасси, выполняющем также функции теплоотвода. Ключи мощности смонтированы на двух печатных платах по 16 ключей на плате. Система управления связана с МАОМ кабелями РК-75-1,5 пятиметровой длины через малогабаритные кабельные разъемы.

Разработанная система управления МАОМ имеет следующие данные: рабочая частота — 60 МГц; число независимых каналов — 32; число каналов, возбуждаемых через коммутатор мощности — 32; мощность на выходе включенного канала (при  $E_k = 12,6$  В) — 0,7 Вт; относительный уровень помехи на выходе выключенного канала — 40 дБ; время переключения каналов — 1 мкс.

Проведенные предварительные испытания системы с МАОМ на стекле показали ее хорошую работоспособность и надежность. Однако для удовлетворительной работы управляемого транспаранта на основе МАОМ необходимы более эффективные акустооптические материалы, так как повысить дифракционную эффективность путем повышения управляющей мощности не удастся в связи с перегревом МАОМ.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Eschlier H. Multifrequency acousto-optic page composers for holographic data storage.— 'Opt. Com.', 1975, N 12, p. 148.
2. Аксенов Е. Т., Есепкина Н. А., Марков В. А., Пикарников В. П. Высокочастотные твердотельные ультразвуковые модуляторы света.— В кн.: Квантовая электроника. (Труды ЛПИ им. Калинина). Л., 1975, № 344, с. 48.
3. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики. М., «Энергия», 1976.
4. Выхин В. Н., Курочкин В. В. Вопросы проектирования системы управления акустооптического дефлектора.— «Автометрия», 1976, № 3, с. 40.

Поступило в редакцию 10 февраля 1978 г.

УДК 53.088.6 : 681.2 : 531.7

Е. Н.-А. БЕРДЯНСКИЙ, А. Д. ИГНАТЕНКО, В. Я. ОБОДАН,  
Ю. М. ПУТИЛОВ  
(Днепропетровск)

## УМЕНЬШЕНИЕ АДДИТИВНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЗА СЧЕТ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДВУХКОНТУРНОЙ КОРРЕКЦИИ

Для улучшения метрологических характеристик первичных измерительных преобразователей часто используется способ уменьшения аддитивной составляющей погрешности путем автоматического эталонирования, заключающегося в измерении эталонной величины, определении ошибки и введении поправки в результат измерения [1]. Иногда по технологическим соображениям невозможно обеспечить необходимую частоту эталонирования. Например, при поштучной прокатке труб время эталонирования автоматического измерителя диаметра может превосходить время паузы, а при непрерывной прокатке нельзя установить эталон на позицию до прекращения процесса.

В таких случаях улучшение метрологических характеристик первичных измерительных преобразователей может быть получено за счет дополнительного контура ад-