

Формирование оптимальной структуры системы электропитания АФАР

Анатолий МИРОНОВ

На основе анализа структуры и конструкций систем электропитания АФАР формулируются требования к питающим модулям приемопередающих узлов. Рассматриваются конкретные исполнения модулей питания, а также способы достижения заданных характеристик.

Способ радиолокации с помощью активной фазированной антенной решетки (АФАР) получил широкое распространение в военной технике благодаря тому, что сканирующий луч антенны может почти мгновенно менять вектор направленности без поворота собственно антенны. Это практически единственный способ быстрого сканирования, когда вес антенны, например боевого корабля, достигает нескольких тонн. А «легкие» антенны весом «всего-то» в сотню килограммов получили широкое распространение на борту боевых самолетов. Алгоритм работы АФАР многократно описан в литературе. Здесь о нем упоминается лишь постольку, поскольку он предъявляет особые требования к своей системе вторичного электропитания (СВЭП).

Собственно АФАР представляет собой совокупность 400–2000 элементарных приемопередающих антенн, каждая из которых, работая самостоятельно, вносит свой «вклад в общее дело» в определенной фазе и амплитуде излучаемого сигнала так, что результирующий луч антенны имеет максимум излучения в нужном, заранее вычисленном направлении. Излучение происходит в виде короткого импульса, после которого антенна переключается на прием отраженного сигнала.

В [1–3] рассмотрены обобщенные функциональные схемы СВЭП АФАР и подробно описаны особенности каждого из узлов.

В [2] исследованы переходные процессы в блоках СВЭП и опасные режимы, снижающие эффективность работы АФАР и возникающие в пространственно протяженных конструкциях СВЭП, которые спроектированы для боевых кораблей и крупных наземных объектов.

В [3] представлена матричная конструкция СВЭП, наиболее подходящая для бортовой авиационной АФАР. Благодаря плотной упаковке узлов предлагаемая конструкция исключает длинные силовые линии, что устраняет опасные режимы [2] и упрощает функциональную схему СВЭП, исключая узлы промежуточных накопителей энергии. Теперь обобщенная функциональная схема бортовой СВЭП может выглядеть так, как показано на рис. 1.

Первичным источником питания СВЭП служит трехфазная сеть переменного тока 200 В, 400 Гц. Ограничитель пускового тока ОПТ работает на этапе включения, ограничивая бросок потребляемого тока при подключении СВЭП к генератору силовым контактором. Помехоподавляющий фильтр Ф нормализует помеховую составляющую входного напряжения. На выходе выпря-

мителя В формируется первая промежуточная шина постоянного напряжения 270 В. Преобразователь напряжения ПН1 преобразует это напряжение в более низкое постоянное, в данном случае 40–50 В, гальванически развязанное с первичным. Высокого качества стабилизации этого напряжения не требуется. Собственно элементы АФАР — приемопередающие модули (ППМ) — выполнены по полупроводниковой технологии и требуют для питания напряжение 9 В, которое вырабатывается преобразователями напряжения ПН2.

Рассмотренная структура СВЭП РЛС определяет и ее оптимальную конструкцию: СВЭП удобно выполнить в виде набора однотипных модулей — матрицы модулей. Модульный принцип реализации существенно сокращает сроки проектирования и повышает ее живучесть в реальном бою.

Промежуточные накопители в рассматриваемой структуре можно не устанавливать. Но для этого модули питания силовой части ППМ должны иметь хорошую динамику и обеспечивать малые переходные отклонения при скачкообразном изменении выходного тока.

В ООО «АЭИЭП» разработана линейка унифицированных модулей импульсных стабилизаторов напряжения понижающего типа серии МДС, предназначенная специально для питания ППМ. Для повышения КПД силовая часть преобразователя выполнена на синхронно работающих ключах. Номенклатура модулей и их основные тех-

Таблица. Основные технические характеристики модулей серии МДС

	МДС5	МДС12
Номинальный выходной ток, А	5	12
Диапазон входного напряжения, В	4,5–13,2	4,5–13,2; 10–50
Выходные напряжения, В	0,8–9	
Диапазон рабочей температуры, °С	–60...+105	
Габаритные размеры (с фланцами), мм	20×15×8 (30×15×8)	30×20×9 (40×20×9)

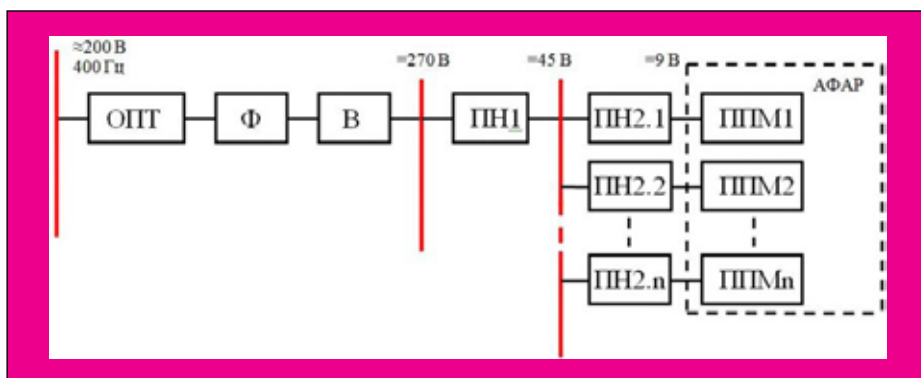


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема СВЭП АФАР

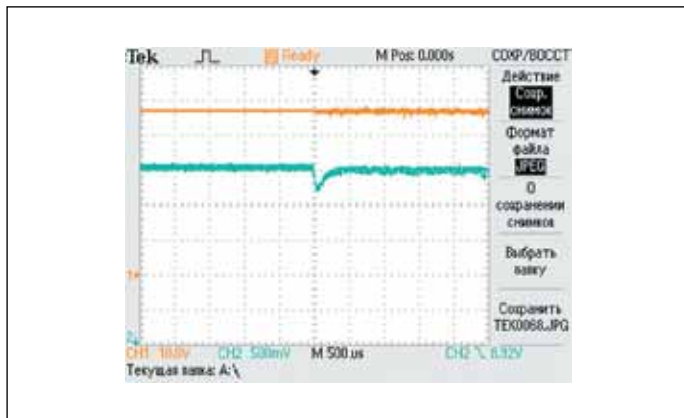


Рис. 2. Переходный процесс восстановления выходного напряжения модуля МДС12, работающего на частоте 350 кГц, при скачкообразном изменении выходного тока в пределах 0–12 А

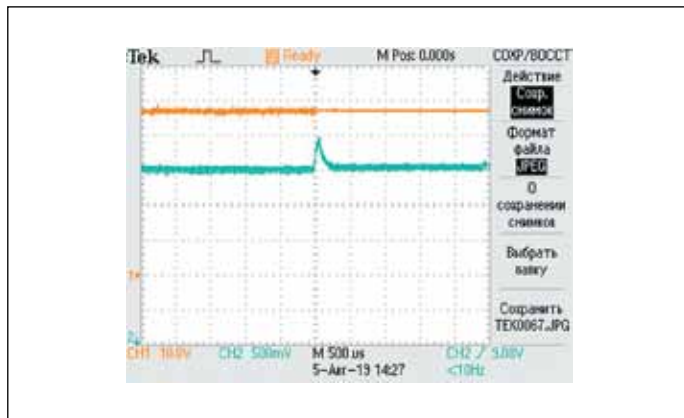


Рис. 3. Переходный процесс восстановления выходного напряжения модуля МДС12, работающего на частоте 350 кГц, при скачкообразном изменении выходного тока в пределах 12–0 А

нические характеристики приведены в таблице. Модули МДС5 могут применяться для питания вспомогательных каскадов ППМ, модули МДС12 — для питания силовой части ППМ.

Поскольку ППМ работает в импульсном режиме, основное внимание при проектировании модулей МДС12 было уделено уменьшению переходных отклонений выходного напряжения во время скачкообразного изменения выходного тока от 0 до номинального значения. Первый вариант модулей МДС имел частоту переключения около 350 кГц. Оптимизация параметров элементов обратной связи и выходного фильтра позволила получить аperiodический переходный процесс с малым временем восстановления. На рис. 2 показаны осциллограммы переходного процесса восстановления выходного напряжения при скачкообразном изменении выходного тока от 0 до номинального значения $I_{НОМ} = 12$ А. Желтым цветом показано входное напряжение $U_{ВХ} = 47$ В, зеленым цветом — переменная составляющая выходного напряжения относительно номинального значения $U_{ВЫХ} = 9$ В.

Время восстановления выходного напряжения около 200 мкс. Просадка выходного напряжения составляет 300 мВ, или 3,3% относительно номинального значения выходного напряжения без дополнительных конденсаторов на выходе модуля! При уменьшении диапазона изменения тока пропорционально сокращается и амплитуда переходного напряжения.

При сбросе выходного тока от номинального значения до 0 выброс выходного напряжения составляет 470 мВ (5,2% от номинального значения выходного напряжения), время восстановления выходного напряжения практически такое же (рис. 3). Результат подтверждает предположение, что при такой величине переходных отклонений в буферных накопителях нет нужды.

Переходные процессы носят аperiodический характер, что говорит о достаточном запасе устойчивости преобразователя. Корректное решение задачи оптимизации параметров обратной связи подтверждается и тем фактом, что выброс выходного напряжения преобразователя больше провала при одинаковом изменении выходного тока.

Отдельного внимания требует вопрос о выборе частоты преобразования модуля для питания ППМ. Амплитуда пульсаций выходного напряжения при номинальном выходном токе не превышает 1% от номинального значения выходного напряжения при любом значении выходного напряжения. Повышение частоты преобразования не есть самоцель. Оно возможно, если КПД преобразователя не уменьшается. В противном случае увеличение частоты преобразования ведет к перегреву устройства и снижению его надежности. Либо есть специальные требования по частоте, исходящие из особенностей работы питаемого устройства. В данном случае разработчиками АФАР было выдвинуто требование установить частоту преобразования не менее 900 кГц.

При увеличении рабочей частоты модуля МДС появилась возможность уменьшить индуктивность силового дросселя при сохранении амплитуды тока в силовых ключах. Амплитуда же пульсаций выходного напряжения, естественно, также уменьшилась. Как показано в [4], с увеличением частоты преобразования и уменьшением индуктивности дросселя сглаживающего фильтра переходное отклонение также уменьшается, если параметры корректирующих цепей преобразователя выбраны правильно.

На рис. 4 показаны осциллограммы того же модуля МДС12, но работающего с частотой преобразования 900 кГц. Индуктивность дросселя уменьшена втрое, а номинальный ток увеличен до 15 А. Желтым цветом показано входное напряжение $U_{ВХ} = 47$ В, зеленым цветом — переменная составляющая выходного напряжения относительно номинального значения $U_{ВЫХ} = 9$ В.

Динамические характеристики преобразователя заметно улучшились. Провал выходного напряжения уменьшился до 200 мВ (2,2% относительно номинального значения выходного напряжения), выброс (рис. 5) — 300 мВ (3,3% относительно номинального значения выходного напряжения), то есть в 1,5 раза! И это при увеличении диапазона изменяющего выходного тока в 1,25 раза! Время восстановления также уменьшилось, хотя при такой величине перерегулирования вряд ли это имеет какое-либо значение.

Следует отметить, что переходные отклонения модулей измерялись с помощью одного и того же известного испытательного сигнала типа «скачок тока с временем нарастания/спада $t_H = 0$ ». При этом время спада $t_{СП}$ выходного напряжения составляет несколько микро-

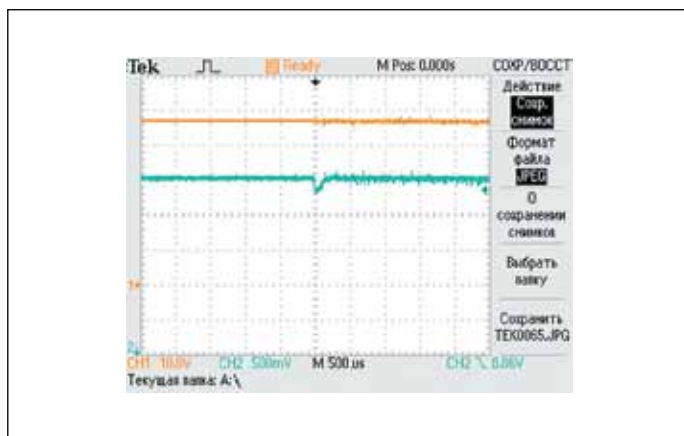


Рис. 4. Переходный процесс восстановления выходного напряжения модуля МДС12, работающего на частоте 900 кГц, при скачкообразном изменении выходного тока в пределах 0–15 А

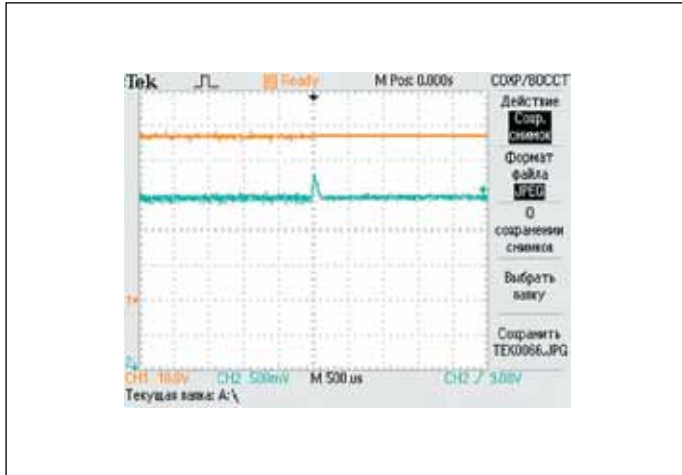


Рис. 5. Переходный процесс восстановления выходного напряжения модуля МДС12, работающего на частоте 900 кГц, при скачкообразном изменении выходного тока в пределах 15–0 А

секунд, время восстановления $t_{\text{ВОС}}$ — около 150 мкс. Во время работы модуля питания в ячейке АФАР длительность рабочего импульса излучения может быть меньше $t_{\text{СП}}$. Тогда амплитуда переходного отклонения выходного напряжения может быть меньше в случае, если период повторения импульсов потребляемого тока $T < t_{\text{ВОС}}$.

Для сравнения обоих вариантов исполнения преобразователей МДС на рис. 6 показана зависимость КПД в от величины выходного тока.

Динамические потери в ключах увеличились пропорционально росту частоты преобразования и повышению амплитуды коммутируемого тока. Однако потери на активном сопротивлении силового дросселя уменьшились в 2,5 раза. В результате среднее значение КПД во всем диапазоне изменения выходного тока снизилось незначительно. ■

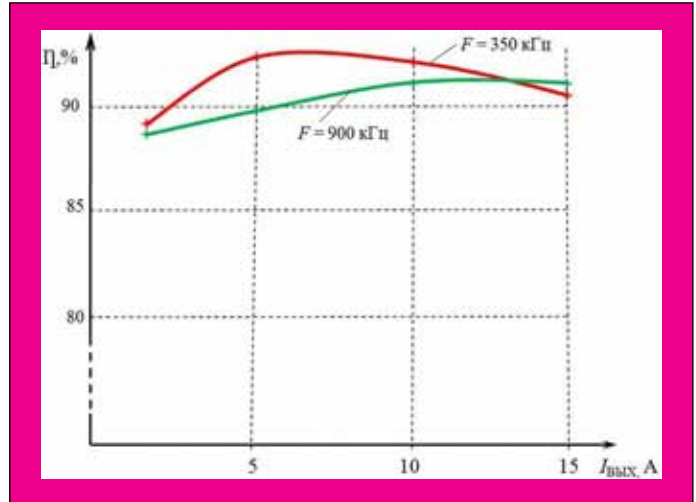


Рис. 6. Сравнительные зависимости КПД преобразователя, работающего на частотах 350 и 900 кГц

Литература

1. Миронов А. А. Оптимизация энергетических и функциональных характеристик модулей системы электропитания бортовой РЛС // Силовая электроника. 2018. № 3.
2. Кушнерев Н. А., Родин М. В. О переходных процессах в системах электропитания радиолокационных АФАР // Практическая силовая электроника. 2019. № 2.
3. Гончаров А. Ю. Особенности построения матричных систем распределенного электропитания для АФАР // Компоненты и технологии. 2016. № 12.
4. Миронов А. А. Эволюция технических требований к унифицированным модулям питания // Современная электроника. 2019. № 6.