

РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ МОЩНОСТЬЮ 500Вт С ЧАСТОТОЙ 100 КГц НА МОП - ТРАНЗИСТОРАХ

S. YOUNG, G. CASTINO

AN-965A

Обзор

Эта статья описывает резонансный преобразователь с частотой 100 кГц, использующий в качестве переключающих элементов МОП ПТ фирмы International Rectifier. Обсуждается процедура разработки, дается полная электрическая схема преобразователя, включая схемотехнику обратной связи, запуска и защиты.

Введение

Преобразователи с синусоидальной формой тока имеют ряд преимуществ по сравнению с преобразователями прямоугольной формы тока. Отсутствие больших значений di/dt и dv/dt упрощает фильтрацию и контроль за электромагнитными помехами. Потери переключения ниже, т.к. ток в момент переключения равен нулю. Потери восстановления выпрямителя ниже, т.к. di/dt имеет малую величину. Нагрузка на все компоненты меньше, что дает повышенную надежность устройства.

Максимальная рабочая частота переключающих преобразователей определяется главным образом магнитными компонентами. Достижение требуемых рабочих характеристик является более простой задачей в случае резонансного преобразователя, т.к. трансформатор передает только синусоидальную волну на основной частоте. Преобразователи прямоугольной волны должны передавать как гармоники, так и основную частоту и поэтому требуют трансформатор с более широким диапазоном частот, чтобы избежать неприемлемых потерь или искажений.

Таким образом, резонансные преобразователи могут достигать преимуществ в высокочастотной работе без ущерба в стоимости, эффективности, надежности или электромагнитной совместимости.

Преимущества МОП - транзисторов

Биполярные транзисторы и однооперационные триодные тиристоры имеют недостаток - явление накопления заряда, что приводит к большим временам выключения. Это ограничивает максимальную частоту переключения в резонансных схемах мостового типа. Схемы запуска, необходимые для этих приборов при высоких частотах, обычно не экономичны.

С другой стороны, мощные МОП ПТ, являющиеся приборами на основных носителях, не имеют явления времени накопления. Требования к запуску относительно просты даже при высоких рабочих частотах. Поэтому, резонансные преобразователи, работающие на частотах сотен и килогерц, осуществимы на МОП ПТ.

Параметры преобразователя

Параметры преобразователя следующие:

- выходное напряжение V_o - 5 В (постоянное);
- выходной ток I_o - 100 А;
- входное напряжение V_{in} - 310 В (постоянное) +/- 10 %.

Входное напряжение выбрано таким, потому что оно обычно получается при двухполупериодном выпрямлении переменного сетевого напряжения 220 В.

Схема преобразователя

Схема, показанная на рис. 1, основана на полу-мостовом резонансном преобразователе с двухполупериодным выпрямителем и LC-фильтром на выходе выпрямителя. Анализ этой схемы вместе с руководством по ее разработке можно найти в списке литературы [1]. Этот тип преобразователя определяется как параллельный резонансный преобразователь, т.к. его нагрузка включена параллельно с резонансным элементом схемы.

Полномостовой вариант схемы с возможностью двойного увеличения мощности показан на рис. 2.

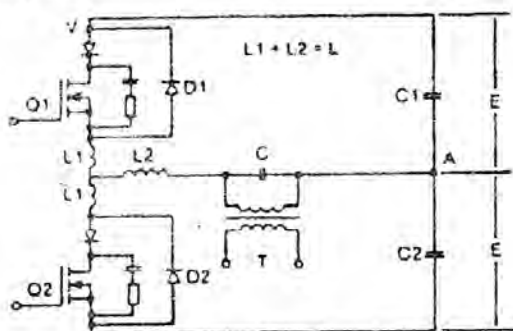


Рис. 1. Схема полумостового преобразователя

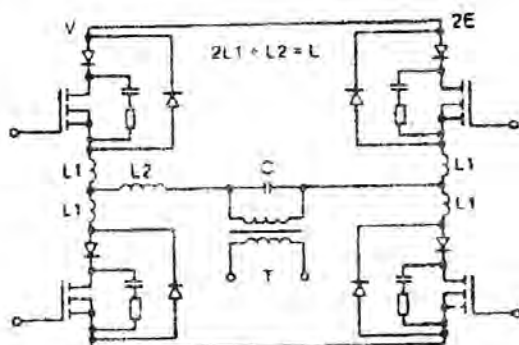


Рис. 2. Полномостовая схема преобразователя

Работа схемы

Резонансная схема состоит из индуктивности $L(L=L_1+L_2)$ и емкости C . C_1 и C_2 достаточно велики для того, чтобы потенциал точки A оставался постоянным. Нагрузка подключается к выводам конденсатора через трансформатор, который обеспечивает развязку и возможность ступенчатого увеличения и уменьшения напряжения. Эквивалент индуктивности, связанный с первичной обмоткой, велик по отношению к резонансной индуктивности, а индуктивность рассеяния (паразитная) и межобмоточная емкость малы. Это означает, что эти элементы не оказывают влияния на основную работу резонансной схемы. Работа преобразователя при отсутствии нагрузки следующая. Предположим, что частота переключения равна половине частоты резонансной схемы. Начальные токи катушки индуктивности и напряжение конденсатора равны нулю.

Включается транзистор Q_1 . Ток протекает в резонансной схеме синусоидальной формы. Конденсатор C заряжается до пикового значения, приближаясь к $2E$, т.к. Q (добротность) схемы высокая. Транзистор Q_1 остается в этом состоянии, пока ток не изменит направление на обратное, в это мгновение он выключается. После этого ток передается D_1 обратно в источник питания. Ток будет, в конечном итоге, падать до нуля, оставляя конденсатор C полностью разряженным. Транзистор Q_2 включается и происходит аналогичный цикл с обратным направлением тока. Таким образом, на конденсаторе C появится полное напряжение синусоидальной формы.

Эти сигналы показаны на рис. 3. Пусть f_r - частота резонансной схемы, а f_o - частота выходного сигнала. Оба прибора включаются при этой частоте на 180 градусов в противофазе по отношению друг к другу. Тогда время нахождения приборов во включенном состоянии определяется характеристиками резонансной схемы.

Частота переключения может изменяться, чтобы управлять выходным сигналом. Теоретический максимум для работы переключения при нулевом токе является равным резонансной частоте схемы. На практике частоту переключения держат ниже резонансной частоты схемы, чтобы создать паузу между включением и выключением противоположных приборов.

Увеличение f_r/f_o приводит к снижению действующего значения выходного напряжения и увеличению искажений в точке, где выход перестает быть синусоидой. Основная

работа схемы такая же, но с временем запаздывания между циклами проводимости (т.е. когда транзистор проводит сквозной ток).

Снижение f_r/f_o вызывает увеличение величины напряжения выхода и приближение формы сигнала к синусоиде. В этот момент токи диодов не равны нулю в моменты переключения. Например, ток коммутируется от нижнего диода к верхнему МОП ПТ, когда он включается. Затем этот МОП ПТ заряжает резонансную емкость от ее начального отрицательного напряжения до пикового значения, большего, чем $2E$. Затем ток меняет направление на обратное, проходя через верхний диод и разряжая конденсатор C . Затем включится нижний МОП ПТ, в то время, как ток будет еще протекать и напряжение на C является положительным. Цикл повторяется.

При некотором практическом значении f_r/f_o выходной сигнал будет иметь минимальные искажения. Дальнейшее снижение f_r/f_o приведет к большому увеличению выходного значения напряжения от пика до пика и малому увеличению искажения. В случае $f_o/f_r = 1$ пиковое напряжение на выходах конденсатора C будет равно произведению E на Q схемы.

Работа под нагрузкой подобна случаю, когда нагрузка отсутствует. Импульс тока через МОП ПТ слегка расширяется в то время, как импульс через диод уменьшается по ширине и пиковому значению. Добротность (Q) резонансной схемы снижается и выходное напряжение от пика к пику будет снижаться для данной частоты переключения. Если нагрузка реактивная, резонансная частота будет изменяться, изменяя f_r/f_o и, соответственно, оказывая влияние на выходное напряжение.

Рис.4 показывает формы сигналов для преобразователя под нагрузкой. Частота переключения делается настолько близкой к резонансной частоте, насколько это осуществимо, с тем, чтобы можно было получить максимальную мощность.

Петля обратной связи может быть замкнутой и частота переключения управляется, чтобы стабилизировать выходное напряжение. Управление выходом осуществляется путем изменения частоты переключения и поэтому этот преобразователь не подходит для применений, требующих постоянную частоту синусоидального выхода. Могут применяться различные виды управления. Если требуется синусоида с низким искажением, f_r/f_o может изменяться между значениями 1,1 и примерно 1,35. Если требуется постоянное действующее значение выхода, f_r/f_o может изменяться вверх от 1,1 при полной нагрузке и минимальном постоянном выходном напряжении.

Выходное постоянное напряжение можно получать путем выпрямления и фильтрации напряжения вторичной обмотки трансформатора. Параллельный резонансный преобразователь должен питать нагрузку с характеристиками генератора тока, чтобы не было влияния на работу резонансного контура. Поэтому во вторичной каскаде требуется LC-фильтр.

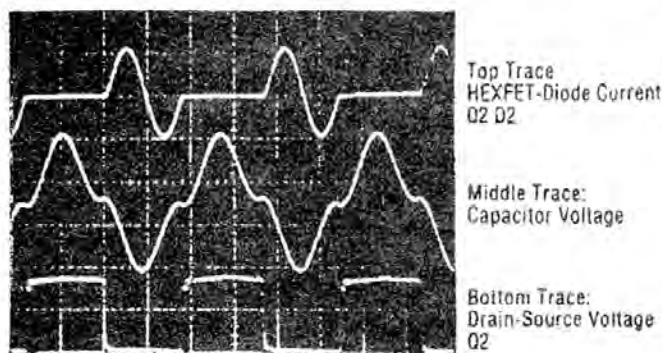


Рис. 3. Формы сигналов преобразователя без нагрузки

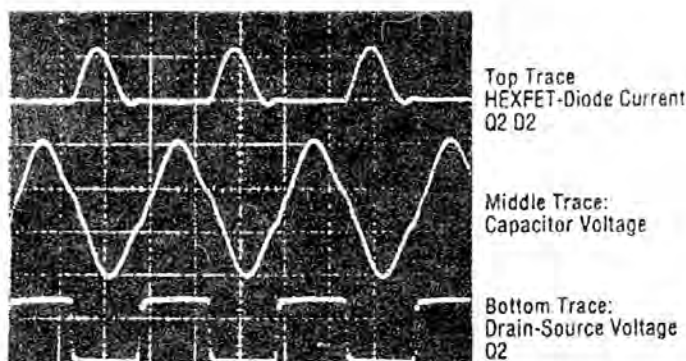


Рис. 4. Формы сигналов преобразователя с нагрузкой

Процедура разработки преобразователя

Чтобы выполнить адаптацию этой демонстрационной схемы с тем, чтобы она соответствовала конкретным требованиям, ниже сформулирована процедура разработки преобразователя.

1. Выберите частоту переключения (f_0) для полной нагрузки и минимального входа.
 $f_0 = 100$ кГц (максимум).

2. Пусть $f_r/f_0 = 1,1$ при полной нагрузке и минимальном выходе. Резонансная частота (f_r) тогда фиксируется на значении 110 кГц.

3. Выберите L_m/L , где L_m - эквивалентная индуктивность первичной обмотки трансформатора. L_m должна быть выбрана достаточно большой с тем, чтобы не было влияния на резонансную частоту. Малые величины L_m/L предполагают низкую стоимость трансформатора, но за счет увеличенных напряжений схемы.

Пусть $L_m/L = 50$.

4. Выберите минимальное значение $R/\sqrt{L/C}$. Малые величины $R/\sqrt{L/C}$ снижают циркулирующие токи и, следовательно, стоимость компонентов. Однако, максимальное напряжение конденсатора ($f_r/f_0 = 1,1$) быстро снижается, как только $R/\sqrt{L/C}$ падает ниже 5.

Пусть $R/\sqrt{L/C}$ минимальное = 1,7.

5. Рассчитайте R (величину полной нагрузки). R - это эффективное сопротивление нагрузки, подключенное параллельно резонансному конденсатору. Оно может быть рассчитано по следующей формуле:

$$R = \frac{V_s n^2}{I_s}$$

где n - коэффициент трансформации трансформатора, V_s и I_s - соответственно средние значения напряжения и тока вторичной обмотки,

$$I_s = \frac{P_o}{V_o} = 100 \text{ A,}$$

$V_s = 6,0$ В (примерно). Это принимает во внимание падение напряжения выпрямителя и другие вторичные потери. Коэффициент трансформации выбирается равным 32. Это дает R равное примерно 60.

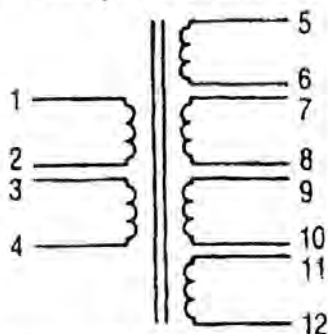
6. Рассчитайте $\sqrt{L/C}$

$$R/\sqrt{L/C} = 1,7 \qquad \sqrt{L/C} = 35$$

7. Рассчитайте величины компонентов, пользуясь значениями L/C и f_r :

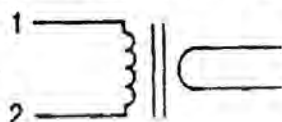
$$a) C = \frac{10^2}{2 \pi f_r \sqrt{L/C}} \text{ мкФ.} = \frac{10^6}{2 \times 110 \times 10^3 \times 35} = 0,041 \text{ мкФ}$$

1 - DRIVER TRANSFORMER
 CORE - MAGNETICS, INC. 41605 TC - W



1-2) (3-4) (5-6) (7-8) (9-10) (11-12)
 WIND 20 TURNS, 6 IN HAND NO. 32.

2 - T3 - T4 - CURRENT TRANSFORMER
 CORE - MAGNETICS, INC. 41605 TC - W

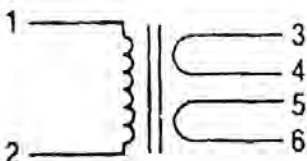


1-2) WIND 100 TURNS NO. 32

.1 - RESONANT INDUCTANCE $4 \mu\text{H}$
 WIND 15 TURNS COPPER AWG 15 WITHOUT CORE ON COIL FORMER ϕ 25mm.

.2 - RESONANT INDUCTANCE
 WIND 56 TURNS COPPER AWG 15 WITHOUT CORE ON COIL FORMER ϕ 40mm.

.5 - POWER TRANSFORMER
 CORE - SIEMENS B66335 - GG000 - (127 (E55))



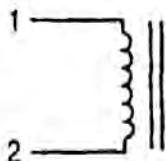
1-2) WIND 32 TURNS BIFILAR NO. 18.

3-4) SINGLE TURN FORMED BY COPPER STRIP 0.5 x 20mm.

5-6) SINGLE TURN FORMED BY COPPER STRIP 0.5 x 20mm.

PRIMARY AND SECONDARY WINDING MUST BE INTERLACED IN ORDER TO HAVE LOW LEAKAGE INDUCTANCE.

. - SMOOTHING INDUCTANCE
 CORE - SIEMENS B66335 - G0500 - (127 (E55))



1-2) WIND 4 TURNS FORMED BY COPPER STRIP 1 x 25mm

Рис.5. Характеристики блоков трансформатора и индуктивности

Восемнадцать тонкопленочных конденсаторов с малыми потерями номиналом 2,2 нФ соединяются параллельно.

$$б) L = \frac{\sqrt{L/C} \times 10^6}{2\pi f_1} \text{ мкГн} = \frac{35 \times 10^6}{2\pi \times 100 \times 10^3} = 50,6 \text{ мкГн}$$

Резонансная индуктивность L состоит из двух компонентов : L1 и L2, как показано на рис.1. Уменьшение L1 снижает номинальную нагрузку напряжения на МОП ПТ. Однако, L1 необходима для снижения величины выброса тока восстановления диода. Она также обеспечивает некоторую защиту в случае одновременной проводимости МОП ПТ. $L = L1 + L2$. L1 выбрана 46 мкГн и L2 = 4 мкГн. Характеристики обмоток приведены в приложении.

$$в) L_m = \frac{L_m}{L} \times L \text{ (мкГн)} = 50 \times 50,2 \times 10 = 2,51 \text{ мГн}$$

Характеристики обмоток даны на рис.5. Окончательная величина эквивалентной индуктивности первичной обмотки равна 3 мГн.

Рисунок 5. Характеристики конструкции трансформаторов и катушек индуктивности.

8. Выбор приборов.

Необходимо оценить токовую нагрузку и воздействие напряжения на приборы схемы для того, чтобы сделать подходящий выбор. В этом аспекте разработки резонансного преобразователя хорошо помогает компьютерное моделирование, т.к. решения вручную вероятно окажутся сложными. Литература для справок [1] дает некоторые руководства для полумостовой схемы.

9. Выбор МОП ПТ.

Пиковое напряжение, которому подвергается МОП ПТ, будет следующее:

$$2E + \frac{L_2(V_{c \text{ max}} - E)}{L_1 + L_2}, \text{ это примерно } 350 \text{ В}$$

Однако, обратное восстановление диода обратной связи, параллельного МОП ПТ, будет вызывать появление большого выброса напряжения на МОП ПТ, когда ток будет коммутироваться на противоположный прибор. На МОП ПТ была установлена RC-схема гашения для ограничения выброса и предотвращения «звона». Был выбран 500-вольтовый МОП ПТ, чтобы иметь приемлемый запас надежности по напряжению. МОП ПТ должны быть подобраны по номиналу так, чтобы работать при наихудшем случае токового сигнала. МОП ПТ может работать при температуре перехода 150°C, но разработчик может пожелать, чтобы он работал при более низкой температуре. Окончательный выбор прибора будет зависеть от ограничений, связанных с корпусом, размера теплоотвода и других экономических соображений. Нами был выбран прибор IRF450. Он имеет $BV_{dss} = 500 \text{ В}$ и способен проводить непрерывно 8 А при температуре корпуса 100°C.

10. Выбор диодов.

Диод должен выдерживать обратное напряжение, равное напряжению МОП ПТ. Он должен иметь температурные параметры, соответствующие максимальным токовым условиям, которые будут иметь место, когда ток нагрузки преобразователя минимален. Диод должен иметь быстрое восстановление, т.к. ток коммутируется от одного диода к противоположному МОП ПТ. Диод должен иметь характеристику мягкого восстановления для снижения выбросов напряжения и электромагнитных помех.

МОП ПТ имеет в себе интегральный диод сток-исток (см. литературу для справок [2]). Так как по традиционным стандартам этот диод быстрый, его время восстановления велико по сравнению со скоростями переключения, к которым способен МОП ПТ. По этой причине последовательно с МОП ПТ был поставлен диод 16FL60S02, чтобы сделать развязку с диодом сток-исток. Другой 16FL60S02 был подключен к паре диод-МОП ПТ, чтобы действовать в качестве диода обратной связи. Это быстро восстанавливающийся выпрямительный диод ($t_{rr} = 200 \text{ нсек}$) с мягкой характеристикой восстановления. $I_F(\text{avg}) = 16 \text{ А}$ при температуре корпуса 100°C и $V_{rrm} = 600 \text{ В}$.

Описание схемы

Рис.6 показывает мощный (силовой) каскад преобразователя. Входное постоянное напряжение получают выпрямлением сетевого переменного напряжения. В зависимости от того, американское или европейское сетевое питание, используется удвоитель напряжения или конфигурация полномостового выпрямителя. Если имеется возможность иметь хорошо отфильтрованное постоянное напряжение, то потребуются только накопительные конденсаторы, в 10 - 20 раз превышающие по величине резонансный конденсатор.

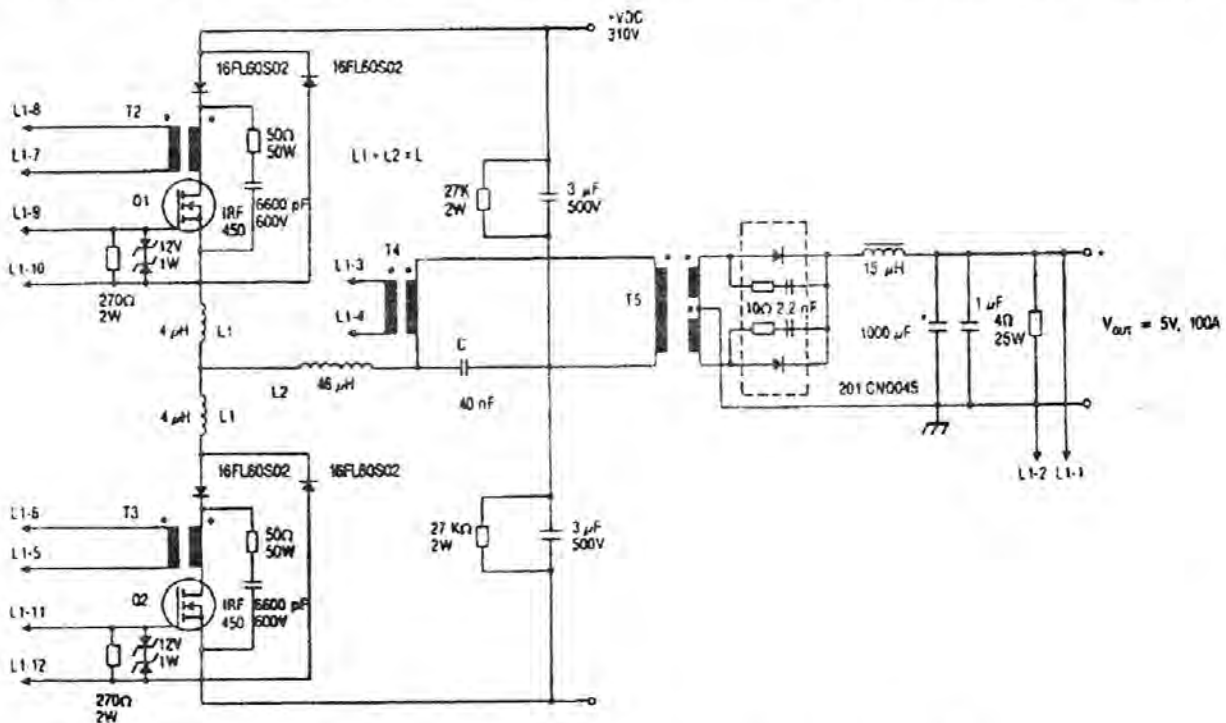


Рис.6. Схема мощного преобразователя

Для вторичного выпрямления был выбран модуль Шоттки с центральным отводом 201CNQ045 фирмы International Rectifier. Он имеет средний ток 200 А и $V_{FM} = 0,67$ В при $I_{FM} = 100$ А. Значения выходного фильтра были выбраны, чтобы обеспечить требуемую величину пульсации выхода. Емкость фильтра состоит из десяти электролитических конденсаторов 100 мкф и десяти конденсаторов 0,1 мкф, соединенных параллельно.

Это было необходимо, чтобы гарантировать приемлемые высокочастотные характеристики. Характеристики обмотки сглаживающей индуктивности включены в информацию рис.5. Для обеспечения непрерывного тока катушки индуктивности необходима минимальная нагрузка.

Трансформаторы тока T2 и T3 выделяют токи МОП ПТ. Эти сигналы требуются для управления временем нахождения приборов во включенном состоянии. Затворы МОП ПТ защищаются встречно-включенными диодами Зенера, располагаемыми как можно ближе к МОП ПТ. К выводам затвор-исток также подключены резисторы 270 Ом для снижения «звона» и для снижения чувствительности схемы затвора к помехам и выбросам напряжения стока, связанные с емкостью сток-затвор.

Рис.7 показывает схему управления, блок-схема показана на рис.8. VFC32 - это преобразователь напряжения в частоту (фирмы Burr-Brown). Схема имеет цифровой выход с открытым коллектором и частота повторения импульсов пропорциональна аналоговому сигналу усилителя ошибок. CD4013B - это двойной D-триггер. Выход вентилей ИЛИ комбинентарный и переключается от каждого положительного фронта, приходящего от VFC32. Это попеременно дает разрешение выходным мощным МОП ПТ.

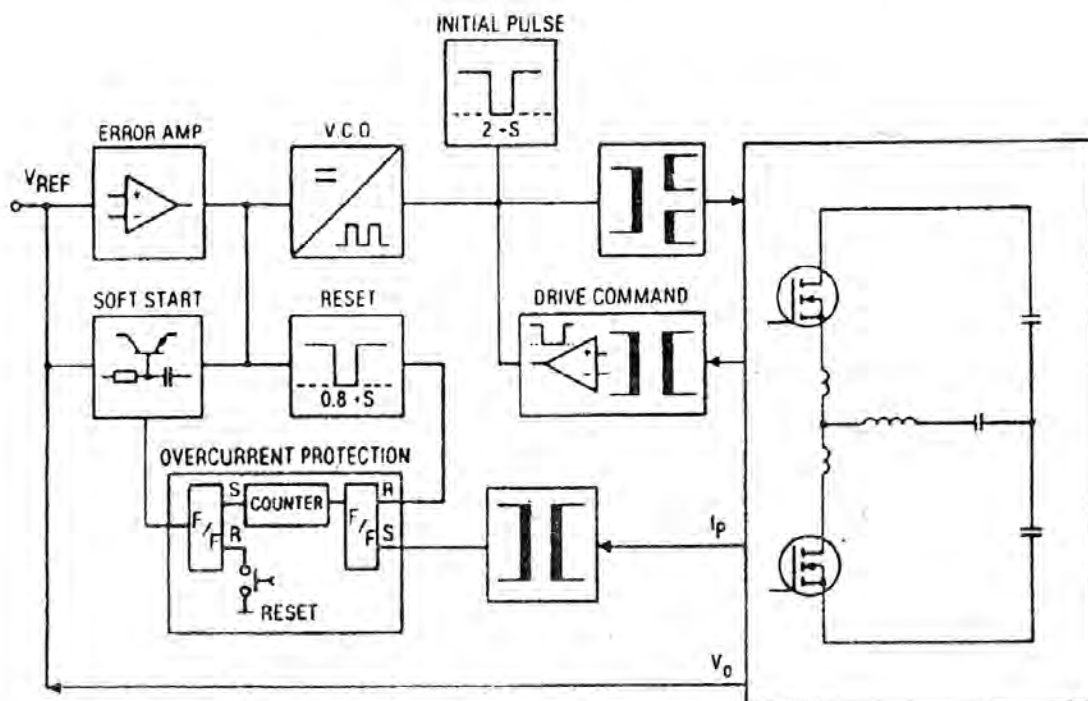


Рис. 8. Блок-схема управления

CD4098B - двойной моностабильный мультивибратор. Оба одновибратора включены в режиме, не позволяющем повторный запуск. Передний фронт сигнала от VFC32 на выводе 12 заставляет выход на выводе 5 переключается в низкое состояние на 2 мксек. Выход вентиля D на выводе 3 остается в низком логическом состоянии за исключением случая, когда выявляются условия перегрузки и таким образом импульс в 2 мксек действует как начальный включающий импульс для одного из МОП ПТ.

Входная емкость затвора МОП ПТ заряжается через одно плечо импульсного трансформатора со средней точкой, запускаемого в пушпульном режиме. Вторая обмотка со средней точкой поддерживает низкий импеданс на выводах затвор-исток каждого МОП ПТ, когда оба прибора находятся в выключенном состоянии.

Обратная связь от импульсных трансформаторов T2 или T3 держит МОП ПТ включенным столь долго, сколько ток прибора остается положительным. Когда резонансный ток проходит через ноль, МОП ПТ выключается.

Трансформатор тока T4 выявляет закорачивание выхода. Выход 3 вентиля D переходит в высокое состояние. Это сбрасывает каждый второй цикл с помощью одного из двух одновибраторов. Счетчик CD4020B запирает запуск МОП ПТ после выбранного числа перегрузок по току. Появляется видимое визуальное предупреждение и схема может быть сброшена вручную.

Рис.9 показывает собранный источник питания.

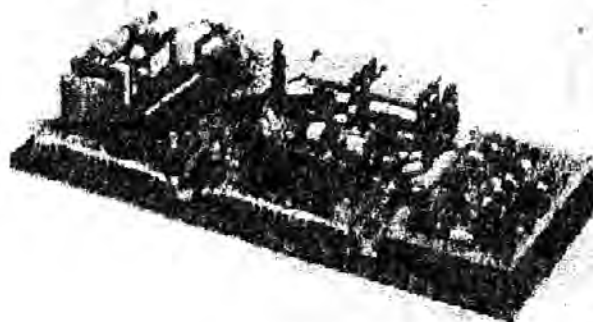


Рис. 9. Общий вид конвертора

Сигналы схемы

Рис.10 показывает осциллограммы сигналов схемы для трех различных уровней нагрузки. Частота переключений возрастает от 60 кГц при отсутствии нагрузки до 70 кГц при нагрузке 50 А и до 85 кГц при полной нагрузке 100 А. Частота переключения возрастает до 100 кГц, когда входное напряжение падает до своего номинального минимума. Искажение напряжения конденсатора значительно при отсутствии нагрузки, но значительно снижается, когда f_r/f_o падает.

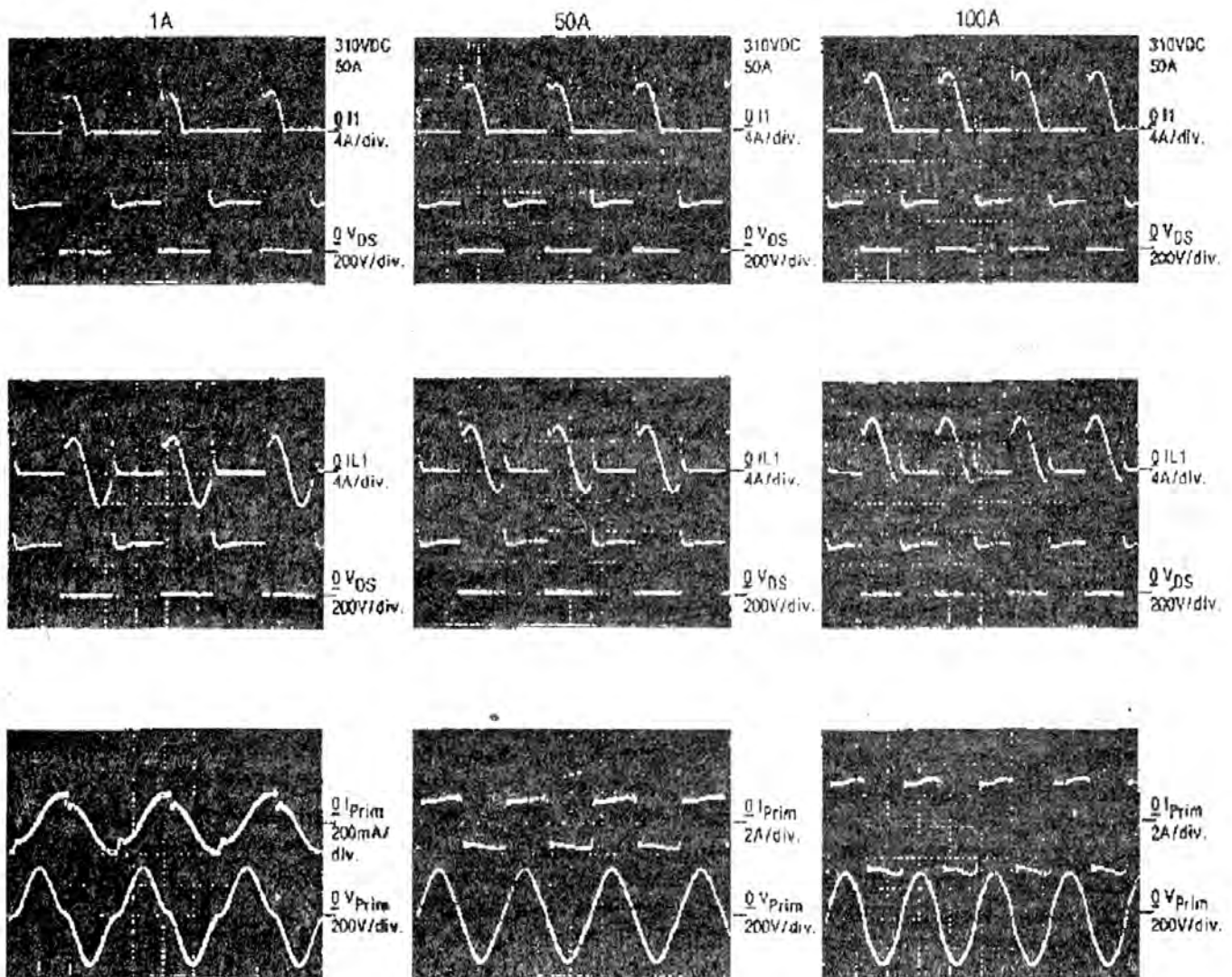


Рис. 10. Формы сигналов схемы при $I_h=1A, 50A$ и $100A$

Заключение

Появление МОП ПТ позволило резонансным преобразователям на практике работать на частотах за диапазоном нормальной работы мощных биполярных транзисторов, что привело к значительному снижению размеров требуемых магнитных компонентов. Площадь области безопасной работы МОП ПТ и его способность выдерживать токи обеспечивают хорошую надежность системы и способность выдерживать перегрузки от переходных процессов. Простота схем запуска вентилях МОП ПТ снижает стоимость устройства и облегчает его разработку. В резонансных источниках питания, как и во многих других схемах применения, МОП ПТ дают важные преимущества над биполярными транзисторами почти во всех аспектах.