

250-ВАТТНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ТОКОМ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

R. PEARCE, D. GRANT

AN-960A

Введение

Эта статья иллюстрирует способы, в которых МОП ПТ (мощные МОП ПТ фирмы International Rectifier) могут использоваться в импульсных источниках питания. В особенности эта статья направлена на схемные идеи, которые в прошлом могли быть не привлекательными из-за относительно большого числа МОП ПТ, в схеме. Однако, сейчас эти эффективные, выпускаемые в большом объеме, приборы понизились в цене и во многих случаях цены на МОП ПТ меньше, чем на эквивалентные биполярные транзисторы. Благодаря этому такие схемы заслуживают серьезного рассмотрения.

Одной из особенностей схемы, приводимой в статье, является использование предварительного регулятора для создания источника тока для последующего пушпульного трансформаторного каскада преобразователя. Использование предварительного регулятора позволяет снизить постоянное напряжение до величины, которая разрешает использовать 400-вольтный МОП ПТ в источниках питания, работающих на переменном напряжении 240 В. Так как $R_{ds(on)}$ мощного МОП ПТ примерно пропорционально $V^{2.6}$, снижение номинала напряжение МОП ПТ часто приводит к снижению цены требуемого переключающего прибора.

Второй особенностью, проиллюстрированной здесь, является использование синхронного выпрямителя, при котором выпрямительные диоды в выходном каскаде источника питания заменены на МОП ПТ, переключающиеся синхронно с транзисторами, управляемыми первичной обмоткой трансформатора. Синхронный выпрямитель, используемый в этой разработке, приводит к снижению потерь выпрямления на 40 % по сравнению с выходным выпрямительным каскадом на диодах Шоттки.

Основные характеристики источника питания следующие:

- входное напряжение $\sim 240/120$ В -
- выходное напряжение = 5 В
- выходной ток - 10-50 А
- КПД - 86 %
- частота переключения - 100 кГц
- пульсации - < 1%

Работа схемы мощности

Рис.1 показывает электрическую схему мощного каскада источника питания, схема управления показана на рис.2. Как видно из рис.1, переменное напряжение сети выпрямляется для создания номинального постоянного напряжения сети величиной до 340 В. Переключатель S1 выбирает диапазон входного напряжения. Источник тока, сделанный на Q6, Q7, D9 и L2 питает ток пушпульный преобразователь, сформированный на T5, Q8 и Q9. Выход трансформатора T5 выпрямляется синхронным выпрямителем, состоящим из Q10 - Q17. Q8 и Q9 работают в противофазе с коэффициентом заполнения 50 %. Так как T5 работает от генератора тока, то не происходит никаких проблем, если случается небольшое наложение в периоды, когда трансформаторы Q8 и Q9 проводят ток, и поэтому можно использовать простую схемотехнику для создания сигналов для затворов Q* и Q9. Более того, здесь нет возможности, чтобы сердечник T5 стал насыщенным из-за неуправляемого потока. Q10-Q17 в синхронном выпрямителе также работают с 50 % коэффициентом заполнения и могут запускаться от того же самого источника запуска, что и Q8 и Q9.

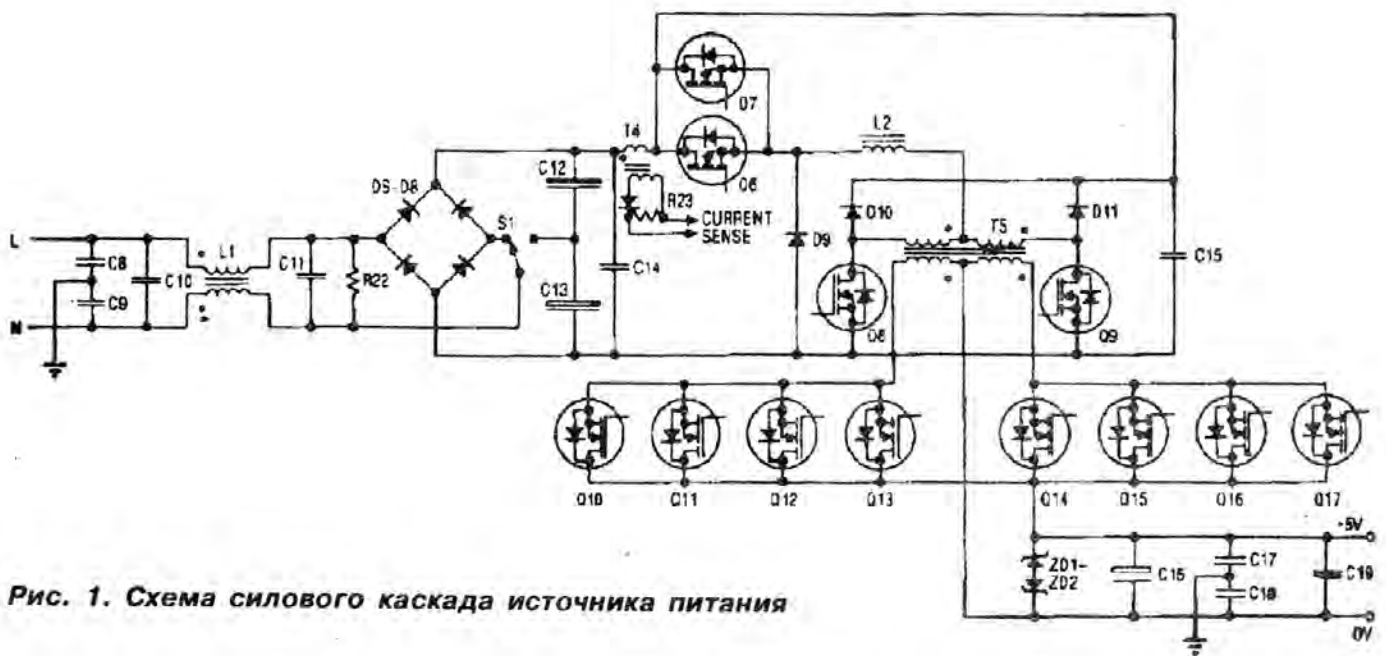
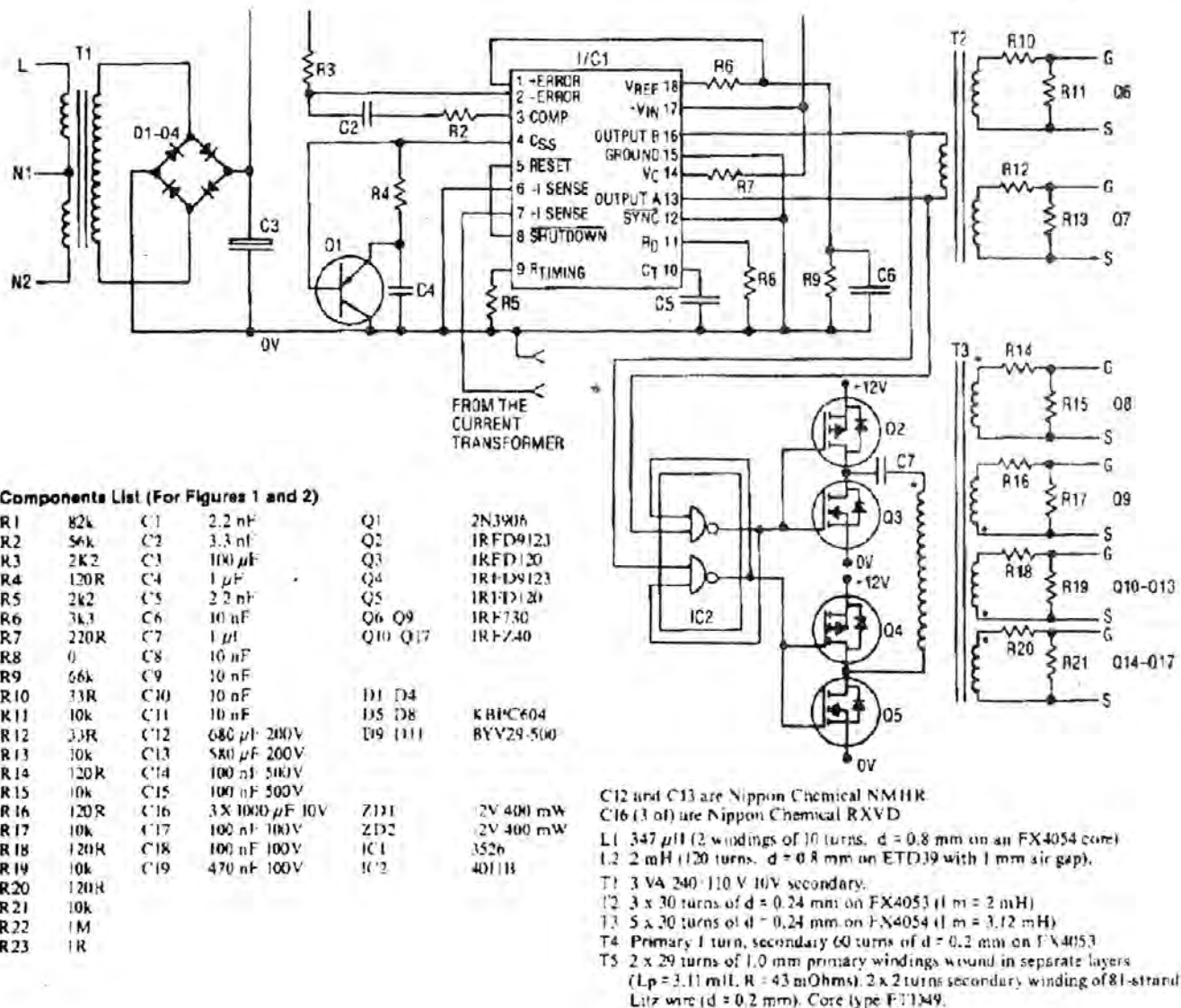


Рис. 1. Схема силового каскада источника питания



Components List (For Figures 1 and 2)

R1	82k	C1	2.2 nF	Q1	2N3906
R2	56k	C2	3.3 nF	Q2	IRFD9123
R3	2K2	C3	100 μF	Q3	IRFD120
R4	120R	C4	1 μF	Q4	IRFD9123
R5	2k2	C5	2.2 nF	Q5	IRFD120
R6	3k3	C6	10 nF	Q6-Q9	IRF730
R7	220R	C7	1 μF	Q10-Q17	IRF740
R8	0	C8	10 nF		
R9	66k	C9	10 nF		
R10	33R	C10	10 nF		
R11	10k	C11	10 nF		
R12	33R	C12	680 μF 200V		
R13	10k	C13	580 μF 200V		
R14	120R	C14	100 nF 500V		
R15	10k	C15	100 nF 500V		
R16	120R	C16	3 X 1000 μF 10V		
R17	10k	C17	100 nF 100V		
R18	120R	C18	100 nF 100V		
R19	10k	C19	470 nF 100V		
R20	120R				
R21	10k				
R22	1M				
R23	1R				

C12 and C13 are Nippon Chemical NMHR
 C16 (3 of) are Nippon Chemical RXVD
 L1 347 μH (2 windings of 10 turns, d = 0.8 mm on an FX4054 core)
 L2 2 mH (120 turns, d = 0.8 mm on ETD39 with 1 mm air gap).
 T1 3 VA 240-110 V 10V secondary.
 T2 3 x 30 turns of d = 0.24 mm on FX4053 (l m = 2 mH)
 T3 5 x 30 turns of d = 0.24 mm on FX4054 (l m = 3.12 mH)
 T4 Primary 1 turn, secondary 60 turns of d = 0.2 mm on FX4053
 T5 2 x 29 turns of 1.0 mm primary windings wound in separate layers
 (Lp = 3.11 mH, R = 43 mOhms). 2 x 2 turns secondary winding of 81-strand
 Litz wire (d = 0.2 mm). Core type F11349.

Рис. 2. Схема управления силовым каскадом

Время проводимости транзисторов Q6 и Q7 является модулированным шириной импульса под управлением сигнала обратной связи выходного напряжения. Если выходное напряжение падает, время проводимости удлиняется для увеличения потока тока в каскаде преобразователя. Происходящее в результате этого увеличение выходного тока восстанавливает выходное напряжение на желаемый уровень. Частота переключения транзисторов Q6 и Q7 идентична частоте Q8, Q9 и Q10-Q17.

D10 и D11 совместно с C15 обрезают пики напряжения, создаваемые на стоках Q8 и Q9 паразитными индуктивностями рассеивания в T5. Энергия, восстанавливаемая фиксирующими диодами, возвращается обратно в сеть. Трансформатор T4 реагирует на мгновенное значение постоянного тока питания и создает сигнал для функции ограничения тока управляющей ИС.

Работа схемы управления

Рис.2 показывает электрическую схему управляющего каскада. Интегральная схема (ИС1) типа 3526 является центральным управляющим элементом. Эта ИС питается от небольшого дополнительного источника питания, запускаемого от сети через трансформатор T1. Это позволяет привязать управляющую ИС относительно земли по выходам, избегая таким образом необходимости обеспечения развязывающего сигнала обратной связи с выхода.

Альтернативным подходом является питание ИС от дополнительной вторичной обмотки T5, стабилизированное диодом Зенера, получаемого от шины основного выхода постоянного напряжения, обеспечивая ток во время пуска с помощью какой-либо развязки сигналом обратной связи. Вспомогательное питание, использующее основной трансформатор, имеет преимущество будучи простым и эффективным.

Сигналы запуска затворов Q6 и Q7 извлекаются из комплементарных выходов ИС через трансформатор T2. Комплементарные выходы также используются для переключения из одного состояния в другое триггера, образованного двумя вентилями ИС2. Меандр выходов ИС2 управляет работой Q2 -Q5, которые функционируют, как драйверы трансформатора T3. T3 обеспечивает сигналы затворов для транзисторов Q8 - Q17.

Обсуждение конструкции

Входной каскад

Используется обычный фильтр радиопомех с каскадами общего режима (C8 и C9) и дифференциального режима (C10 и C11). Важно учитывать импеданс этого фильтра при разработке схемы управления обратной связи по напряжению. Импеданс фильтра должен быть низким на частотах, находящихся внутри полосы частот управления, но он должен быть высоким на частоте переключения. Частота связи фильтра в этой разработке равна 85 кГц.

S1 позволяет подключать входной выпрямительный каскад как двухполупериодный мостовой выпрямитель при работе от 240 В или с удвоением напряжения для 120 В (или 110 В). C12 и C13 обеспечивают сглаживание постоянного напряжения. Из-за плохого коэффициента формы входного тока при этой простой форме сглаживания следует рассмотреть установку дросельного входного фильтра, если эта разработка будет на более высокие уровни мощности. Если это сделано, C12 и C13 работают хорошо в пределах их номиналов тока пульсации.

Каскад стабилизатора тока

Стабилизация тока выполняется транзисторами Q6 и Q7. Один IRF730 может хорошо справиться с током полной нагрузки. Использование второго IRF730 ограничивает потери полной нагрузки на 3 ваттах. Как альтернативный вариант, Q6 и Q7 могут быть заменены одним IRF740.

Диод D9 проводит ток нагрузки обратной связи в период времени, когда транзисторы Q6 и Q7 выключены. Он должен иметь быстрое восстановление ($t_{rr} \ll 50$ нсек), чтобы поддерживать малые потери переключения.

Требуемая величина L2 может быть определена сначала расчетом индуктивности, которая потребуется на вторичной обмотке T5, а затем соотнося эту величину с первичной обмоткой T5 умножением на корень квадратный из соотношения витков T5. Число витков L2 может быть определено из требуемой индуктивности и тока нагрузки в соответствии с данными изготовителя. Следует уделить внимание емкости, параллельной индуктору. Изолирующие слои (прокладки), располагаемые последовательно, будут сводить ее к минимуму.

Ток пульсации в конденсаторе фильтра определяется формулой:

$$\Delta I = \frac{V_o}{L} (1 - \delta),$$

а минимальный ток для непрерывной проводимости будет:

$$I_{o_{min}} = \frac{V_o (1 - \delta) T}{2L}$$

Когда ток нагрузки падает ниже этого уровня, петлевое усиление схемы управления сильно возрастает, приводя к созданию неустойчивости при малых нагрузках. Выходное напряжение пульсации определяется формулой:

$$\Delta V = \frac{V_o}{2L} \left\{ \frac{ESR^2 C}{\delta} + \frac{(1 - \delta) T^2}{4C} \right\}$$

ESR - эквивалентное последовательное сопротивление.

Величины, выбранные для L2 и C16, представляют компромисс между необходимостью поддерживать пульсацию напряжения малой и практическими трудностями получения конденсатора требуемого номинала с приемлемыми величинами ESR и тока пульсации. Угловая частота фильтра и переходная характеристика источника питания - это другие факторы, которые оказывают сильное влияние на выбор этих компонентов.

Каскад преобразователя

Транзисторы Q8 и Q14-Q17 находятся в состоянии проводимости в одно и то же время с коэффициентом заполнения 50 %. Q9 и Q10-Q13 проводят ток в противофазе. Затворы Q8-Q17 запускаются от трансформатора T3, формы сигналов тока первичной обмотки включают в себя пики больших токов, МОП ПТ в корпусе ДИП являются идеальным выбором в качестве транзисторов, запускаемых трансформатором, т.к. они могут работать с импульсами токов, а внутренние диоды подложка-сток обеспечивают фиксацию уровня напряжения для первичной обмотки трансформатора при падении мощности.

Конструкция T5 традиционная. Первичные обмотки не являются бифилярными из-за требований изоляции. Вторичная намотана из провода Litz. Может использоваться полосовой проводник, выполнение отвода средней точки может быть более простым, чем при проводе Litz.

Напряжение на отводе средней точки первичной обмотки всегда меньше, чем половина постоянного напряжения связи, т.к. коэффициент заполнения стабилизатора тока никогда не бывает больше 50 %. Благодаря действию трансформатора напряжение, действующее на Q8 и Q9, в два раза больше напряжения отвода средней точки. Следовательно, в идеальных условиях Q8 и Q9 не будут испытывать напряжение большее, чем постоянное напряжение сети. Однако, индуктивность рассеяния в T5 дает увеличение пикам напряжения на стоках Q8 и Q9, и они должны подавляться либо с помощью схем гашения, как в этой разработке, либо с использованием фиксации напряжения. Диоды D10 и D11

проводят, когда напряжение на стоках Q8 и Q9 поднимается выше постоянного напряжения сети. Использование диодных фиксаторов напряжения гарантирует максимальную эффективность (КПД), так как энергия, накапливаемая в индуктивности рассеивания трансформатора, возвращается в сеть. Когда сигналы затворов Q6 - Q17 укорачиваются при падении мощности (нагрузки), D10 и D11 обеспечивают безопасный путь разряда для энергии, запасенной в T5.

Схема управления

Схема базируется на широко используемой интегральной схеме 3526. 3526 имеет опорный уровень относительно земли, выходная развязка обеспечивается трансформаторами T1, T2, T3 и T4. T2 и T3 намотаны на тороидальных сердечниках для достижения более низкой рассеяной реактивности, чем у готовых трансформаторов с E-сердечниками.

Стабилизация источника достигается обычным способом. Выходной фильтр и нагрузка (предполагается резистивная) имеет два полюса и ноль благодаря ESR (эквивалентное последовательное сопротивление) сглаживающего конденсатора. Функция передачи фильтра вычисляется по формуле:

$$\frac{V_o(s)}{V_{sec}(s)} = \frac{(S C ESR + 1)}{s^2 LC(R+ESR)/R + s(L/R + C \cdot ESR) + 1}$$

Таким образом, сдвиг фазы может приближаться к 180 градусам, приводя к неустойчивости петли управления. Это преодолевается добавлением опережения по фазе с двумя нулями в усилителе ошибок. Двухнулевой усилитель должен иметь два полюса, один в начале координат, чтобы давать хорошую стабилизацию, и один, чтобы делать спад усиления так, чтобы оно было мало при частоте переключения. На практике максимальная скорость нарастания выходного напряжения операционного усилителя будет также ограничивать высокочастотное усиление. Коэффициент усиления усилителя ошибок вычисляется по формуле:

$$g(s) = \frac{(s+1/C_2R_2)(s+1/C_2R_1)}{s(s+(C_2R_1+C_2R_3)/C_1C_2R_1R_3)} \times \left[\frac{R_2}{R_3} \right]$$

Коэффициент усиления схемы по мощности может быть либо измерен, либо рассчитан из пропорционального изменения коэффициента заполнения на выводе 3, напряжения связи и соотношения витков T5.

Рис.3 показывает график Боде для источника питания, полученный из компьютерной модели.

Характеристики

Коэффициент полезного действия источника питания равен 90,7 % при 20 % нагрузке, но падает до 86 % при полной нагрузке. При условиях полной нагрузки в синхронном выпрямителе рассеивается около 18 Вт. Транзисторы IRFZ44, используемые в синхронном выпрямителе, имеют номинал тока 50 А, но проводят только 6,25 А при полной нагрузке. Следовательно, можно ожидать достаточно низких температур переходов даже используя скромные теплоотводы. 18-ваттные потери выпрямителя при 50 А равняются индивидуальному Rds(on) для IRFZ44, равному 0,028 Ома, указывают на температуру перехода МОП ПТ 75°C для типового прибора.

Если бы использовался выпрямитель на диодах Шоттки, потери его были бы значительно выше. Средний ток, проводимый каждым диодом, будет 25 А при периоде проводимости 180 градусов. Диоды Шоттки фирмы International Rectifier (50HQ) имеют среднее значение 50 А и в этой схеме имели бы легкую нагрузку.

50HQ имеет типовое прямое падение напряжения 0,6 В при мгновенном токе 50 А и

температуру перехода 100°C . Следовательно, при использовании диодов Шоттки потери выпрямителя составили бы примерно 30 Вт.

Потери синхронного выпрямителя могут быть снижены дальше за счет увеличения числа используемых МОП ПТ. Как бы там ни было, дополнительная стоимость оправдывается в зависимости от важности задаваемой минимизации потерь. По мере снижения выходного напряжения разработки прямое падение напряжения в выпрямителе приобретает большую значимость, поэтому, несмотря на то, что диоды Шоттки, вероятно, будут продолжать доминировать в 5-ти вольтовых источниках питания, синхронное выпрямление, вероятно, станет популярной техникой для более низких напряжений в источниках питания.

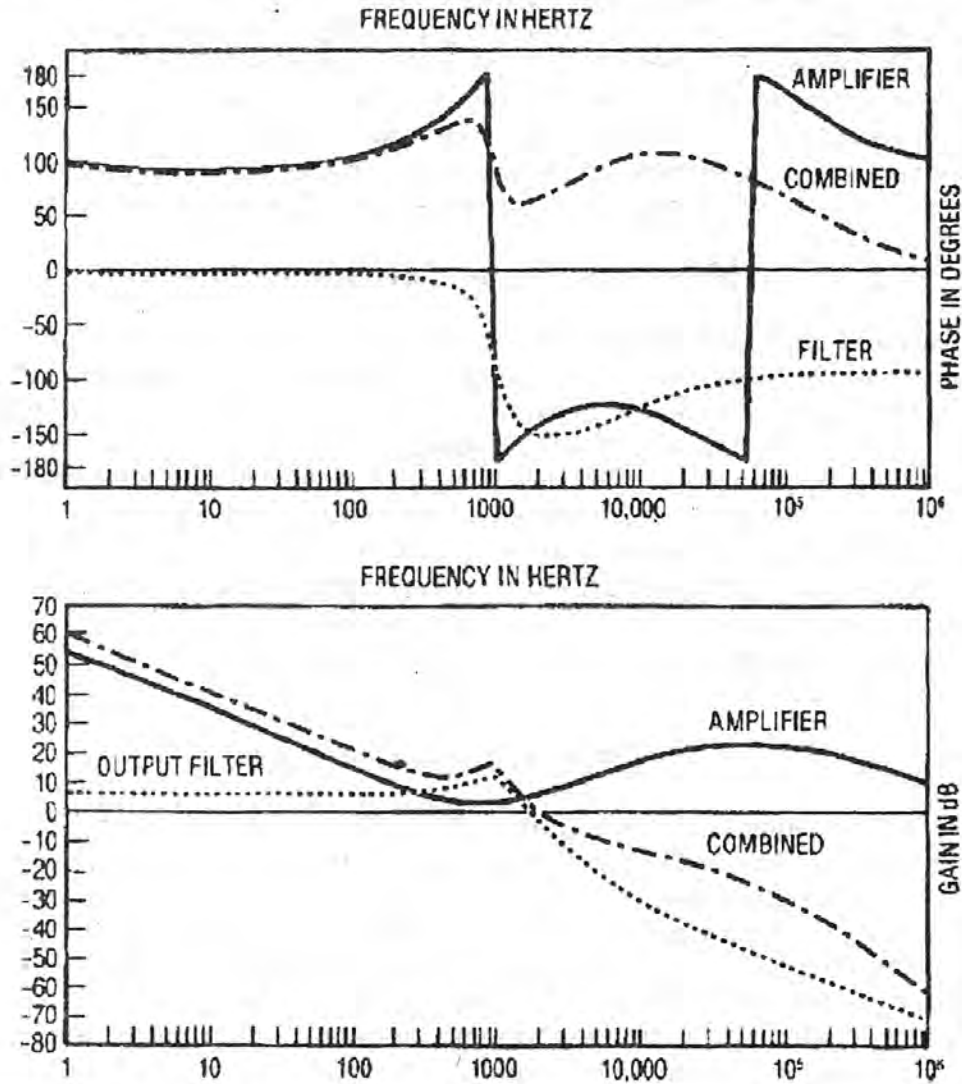


Рис.3. Фазочастотные характеристики, полученные при компьютерном моделировании

Примечание

Эта разработка дается как иллюстрация способа использования МОП ПТ фирмы International Rectifier в источниках питания и должна рассматриваться скорее как источник идей, а не как гарантируемая формула для успешной конструкции.

Так как производительность и характеристики источника питания такого рода зависят от таких факторов, как топология печатных плат и конструкция трансформатора, характеристики, приведенные здесь, должны рассматриваться только как руководство к тому, что может быть достигнуто.