

К. т. н. Ю. И. КОЛПАКОВИЧ, к. т. н. Е. Я. БАДИНТЕР,
В. И. БУТАКОВ, В. С. ЛАРИН

Республика Молдова, г. Кишинев, НИИ «ELIRI» S. A.,
Фирма MFTI SRL
E-mail: eliri@eliri.md, mfti@company.md

Дата поступления в редакцию
13.12 2005 г. — 05.09 2006 г.

Оппонент к. т. н. Б. А. ДЕМЬЯНЧУК
(ОНУ им. И. И. Мечникова, г. Одесса)

ПОМЕХОПОДАВЛЯЮЩИЕ МАГНИТОПРОВОДЫ ИЗ МИКРОПРОВОДА В СТЕКЛЯННОЙ ИЗОЛЯЦИИ

Рассмотрена теоретическая модель и результаты экспериментальных исследований характеристик помехоподавляющих кольцевых магнитных сердечников на основе литого магнитного микропровода в стеклянной изоляции.

Одной из задач электромагнитной совместимости является снижение уровня помех. Среди многочисленных способов подавления электромагнитных помех в цепях питания, управления и коммутации РЭА важнейшим является фильтрация паразитных сигналов при помощи помехоподавляющих фильтров нижних частот. В качестве индуктивных элементов таких фильтров часто используют проводники питания.

Индуктивность проводников питания и других развязывающих цепей повышают с помощью малогабаритных магнитопроводов — ферритовых сердечников, надеваемых непосредственно на проводники с током и на выводы элементов защищаемых цепей [1]. Перспективным материалом для изготовления миниатюрных (диаметром 0,5—2 мм) помехоподавляющих сердечников является магнитный микропровод, поскольку, наряду с высокими электрическими параметрами, обеспечивает достаточно приемлемую технологичность.

Целью настоящей статьи являются теоретические исследования и выработка рекомендаций по применению магнитного микропровода в стеклянной изоляции для малогабаритных помехоподавляющих сердечников.

Свойства аморфного магнитного микропровода (АМП). Микропровод в стеклянной изоляции [2] обладает высоким сопротивлением изоляции (более 10^{12} Ом·м) наряду с большой магнитной проницаемостью аморфного магнитного материала жилы (десятки и сотни тысяч), что позволяет получать сердечники с магнитными свойствами, обеспечивающими их эффективное использование в различных типах помехоподавляющих фильтров. По уровню магнитных свойств АМП не уступает, а в некоторых случаях и превосходит такие дорогие и сложные в производстве сплавы как пермаллой и пермендюр. АМП, в отличие от указанных сплавов, практически не чув-

ствительны к внешним механическим воздействиям (для сравнения — магнитная проницаемость пермаллоя марки 79НМ после деформации на 10% уменьшается почти в 18 раз). Кроме того, у АМП имеется параметр, позволяющий регулировать уровень магнитных свойств, — это соотношение количества металла и стекла, связанное с величиной внутренних механических напряжений. Учет этого фактора, а также режимы термообработки, позволяют в широких пределах менять магнитные свойства АМП. Характеристики некоторых стандартных Co/Ni/Fe/Mo/B/Si-АМП фирмы MFTI SRL можно найти на сайте [3].

Существенное отличие магнитных свойств лент и АМП проявляется на повышенных частотах. Частотные зависимости действительной (μ') и мнимой (μ'') частей магнитной проницаемости имеют сложный вид: для микропровода высокое значение вещественной части магнитной проницаемости μ' практически не уменьшается с увеличением частоты от 1 кГц до 5 МГц, в то время как для лент уменьшение начинается с 50—80 кГц; максимальное значение мнимой части магнитной проницаемости μ'' для микропровода достигается на частоте 80 МГц, для лент — 400 кГц [4].

Фильтры коаксиального типа. Применяемые в РЭА фильтры на основе магнитопроводов имеют коаксиальную конструкцию, основными элементами которой являются проходной трубчатый дисковый конденсатор и безвитковый дроссель в виде токонесящего центрального проводника, окруженного магнитопроводом (трубкой) из феррита или подобного материала. Такая конструкция обеспечивает минимальную проходную емкость и индуктивность выводов.

Конструкция и эквивалентная электрическая схема фильтра приведены на рис. 1. Проводник защищаемой цепи и проводящее покрытие фильтра образуют распределенный конденсатор С. Параметры

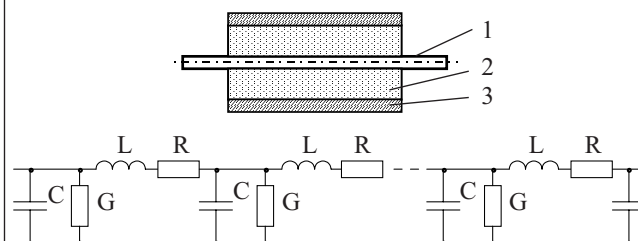


Рис. 1. Конструкция и эквивалентная электрическая схема коаксиального фильтра:

1 — центральный проводник; 2 — магнитопровод; 3 — внешняя обкладка конденсатора

Работы были проведены в Региональном центре «CRDEIMT» ин-та ELIRI S. A. Гранты MR2-1024-CH-03 и MOE2-5022-CH-04 Американского фонда научных исследований и разработок (CRDF).

фильтра определяются величиной погонной индуктивности проводника L , распределенной емкостью C и вносимым сопротивлением R , зависящих как от конструкции фильтра, так и от частоты сигнала подавляемой помехи. Преимущество фильтров с распределенными параметрами определяется слабой зависимостью характеристик помехоподавления от выходного сопротивления источника помехи и входного сопротивления защищаемой цепи.

Параметры магнитного сердечника. Для определения влияния параметров магнитного сердечника на основе магнитного микропровода рассмотрим модель магнитопровода на проводнике с током I (рис. 2). Вектор электрического E поля в магнитном сердечнике направлен вдоль оси Z_1 , магнитного H поля — под углом φ_1 (радиально). Вначале рассмотрим и опишем поле в отдельном витке магнитного микропровода.

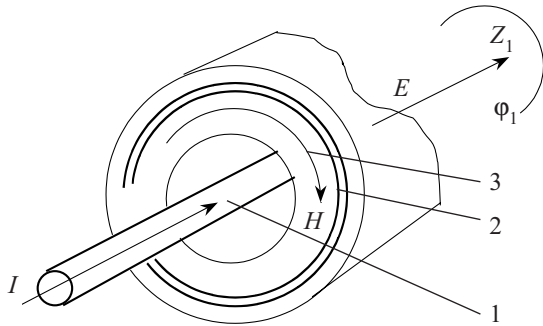


Рис. 2. Магнитный сердечник, состоящий из обмотки магнитного микропровода:
1 — проводник с током; 2 — часть витка магнитного микропровода; 3 — направление магнитного поля

Для каждого из витков микропровода магнитное поле направлено вдоль его оси (z). В цилиндрической системе координат (вдоль оси микропровода) можно записать (с учетом, что величины поля не зависят от координаты φ) [5, с. 66—68]:

$$-\frac{\partial H_z}{\partial r} = E_\varphi (\sigma + j\omega\epsilon); \quad (1)$$

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial(rH_\varphi)}{\partial r} = E_z (\sigma + j\omega\epsilon); \quad (2)$$

$$-\frac{\partial E_z}{\partial r} = -j\omega\mu H_\varphi; \quad (3)$$

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial(rE_\varphi)}{\partial r} = -j\omega\mu H_z; \quad (4)$$

где ω — круговая частота;
 ϵ, μ, σ, r — электрическая и магнитная проницаемость, проводимость и радиус микропровода (расстояние от оси микропровода), соответственно.

Здесь мы приняли следующие упрощения:

— не учитываем закругления витков, поскольку при малом диаметре жилы микропровода и относительно большом радиусе намотки микропровод можно считать прямым;

— не учитываем взаимодействия полей отдельных витков между собой.

Решение системы уравнений (1)—(4) для магнитной и электрической составляющей имеет вид

$$H_{z_i} = \frac{I}{\pi D_i} \cdot \frac{J_0(kr)}{J_0(kr_i)}; \quad (5)$$

$$E_{z_i} = \frac{Ik}{\pi D_i \sigma_1} \cdot \frac{J_1(kr)}{J_0(kr_i)}; \quad (6)$$

где D_i — диаметр i -го витка микропровода в сердечнике;
 J_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка;
 $r_i = d_i/2$ — радиус жилы микропровода;
 $k^2 = -j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$;
 $\sigma_1 = \sigma + j\omega\epsilon$;
 J_1 — функция Бесселя первого рода первого порядка.

Постоянная интегрирования определяется из условия, что на поверхности жилы микропровода ($r=r_1$) напряженность магнитного поля помех равна напряженности поля, создаваемого током помех в проводнике.

Поскольку витки микропровода направлены согласно магнитному полю проводника с током (радиально-упорядоченно), то магнитное сопротивление витков магнитного микропровода намного меньше, чем в магнитодиэлектрике с таким же процентным содержанием магнитных частиц. При этом при высоких магнитных характеристиках достигаются хорошие изоляционные свойства, что препятствует размагничиванию сердечника и уменьшению индукции.

Как правило, сердечники для безвитковых фильтров характеризуют величиной вносимого импеданса [6], который определим через поток вектора Пойтинга, направленного внутрь жилы микропровода (мощность потерь).

Суммарная мощность потерь всех витков сердечника

$$P_c = \frac{I^2 k d_1 h k_z \cdot \ln(D_2 / D_1)}{2 d_2^2 \sigma_1} \cdot \frac{J_1(kr_1)}{J_0(kr_1)}; \quad (7)$$

где d_1, d_2 — диаметр жилы и изоляции микропровода, соответственно;
 D_1, D_2, h — внутренний, внешний диаметры и осевая длина магнитного сердечника, соответственно;
 k_z — коэффициент заполнения, равный отношению числа витков при идеально плотной намотке к реальному числу витков микропровода.

Вносимое комплексное сопротивление потерь определится как $Z_c = P_c / I^2$, откуда выделением мнимой и действительной части можно получить выражения для активной составляющей вносимого сопротивления частотных потерь (R_c) и вносимой индуктивности (L_c).

Оценочное значение вносимого импеданса на высоких частотах можно определить из упрощенной формулы

$$Z_c = \frac{d_1 h k_z \cdot \ln(D_2 / D_1)}{\pi d_2^2} \sqrt{\omega\mu / \sigma_1}. \quad (8)$$

На рис. 3 показана зависимость вносимого импеданса от частоты для сердечника из микропровода размерами $\varnothing 1 \times \varnothing 0,5 \times 5$ мм при различных диаметрах жилы микропровода. Относительная магнитная проницаемость микропровода $\mu=2000$, $\text{tg}\delta=0,5$. Для увеличения помехоподавления на низких частотах

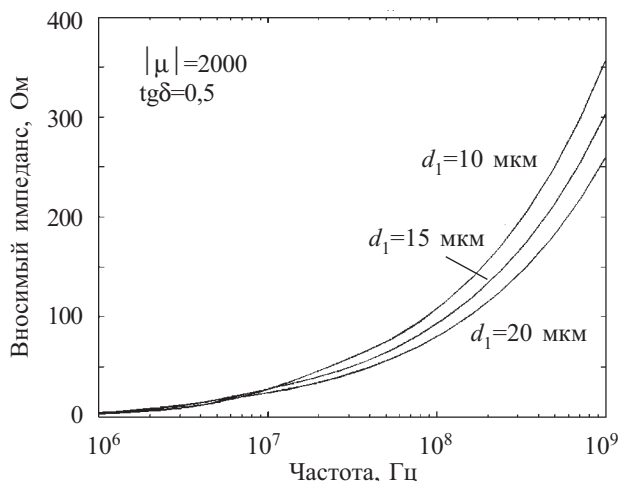


Рис. 3. Зависимость вносимого импеданса от частоты для сердечника из микропровода размерами $\varnothing 1 \times \varnothing 0,5 \times 5$ мм для различных диаметров d_1 жилы микропровода

(менее 1 МГц) предпочтительно применение толстых проводов с диаметром жилы порядка 40—50 мкм, на более высоких частотах значения вносимого импеданса и помехоподавления определяются в основном вносимым сопротивлением, и там предпочтительно применение микропроводов с диаметром жилы 3—8 мкм. Потери на гистерезис можно задавать подстановкой $\mu = \mu' - j\mu''$ в соответствующие выражения. При незначительном снижении вносимой индуктивности возможно значительное увеличение вносимого сопротивления (на 2—3 порядка) в низкочастотной области за счет применения микропровода с более широкой петлей гистерезиса (т. е. с увеличенными потерями на перемагничивание), что позволяет существенно увеличить эффективность фильтров на малых частотах.

Помехоподавляющие магнитные сердечники для безвитковых фильтров (ferrite beads) производят многие фирмы, такие как TDK, E Core Corporation, Murata, Intermark и др. По характеристике помехоподавления сердечники этих фирм примерно одинаковы.

В таблице приведены сравнительные характеристики сердечников для безвитковых фильтров Bead Core фирмы Murata Manufacturing Co., Ltd. и сер-

Сравнительные характеристики помехоподавляющих сердечников

Размеры сердечника			Сердечник фирмы Murata	Сердечник из микропровода	
D_1 , мм	D_2 , мм	h , мм	$ Z $, Ом, 100 МГц	$ Z $, Ом, 100 МГц, $\mu=2000$	$ Z $, Ом, 100 МГц, $\mu=10000$
0,25	0,5	1,0	—	17	38
0,5	1,0	1,0	—	17	38
0,5	1,0	2,0	—	33	77
0,8	1,5	2,0	—	30	70
1,02	1,95	4,9	34	54	125
1,1	3,36	6,0	74	114	263
1,0	3,6	4,85	66	106	244

дечников из микропровода. В первых строчках таблицы показаны только сердечники из микропровода, поскольку другие фирмы не изготавливают сердечников таких габаритов. Применение таких типов малогабаритных сердечников может обеспечить помехоподавление практически с каждого вывода микросхем — там, где это необходимо.

Как можно видеть, сердечники из микропровода обладают в 1,5—2 раза большей эффективностью при величине магнитной проницаемости микропровода $\mu=2000$ и в 4—5 раз большей эффективностью при $\mu=10000$.

На рис. 4 и 5 приведено сопоставление расчетных и экспериментальных зависимостей вносимой индуктивности от частоты для одновитковых фильтров на основе различных марок магнитного микропровода и при различных значениях $\text{tg}\delta$. Приведенные данные показывают хорошее совпадение теоретических и экспериментальных результатов.

Помехоподавляющие свойства фильтров могут быть существенно улучшены за счет увеличения числа витков защищаемого проводника (многовитковый

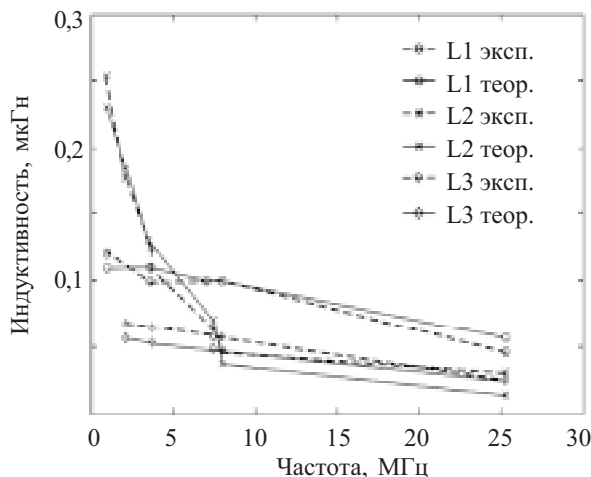


Рис. 4. Экспериментальные и теоретические зависимости вносимой индуктивности от частоты для сердечников на основе различных (L) марок магнитного микропровода

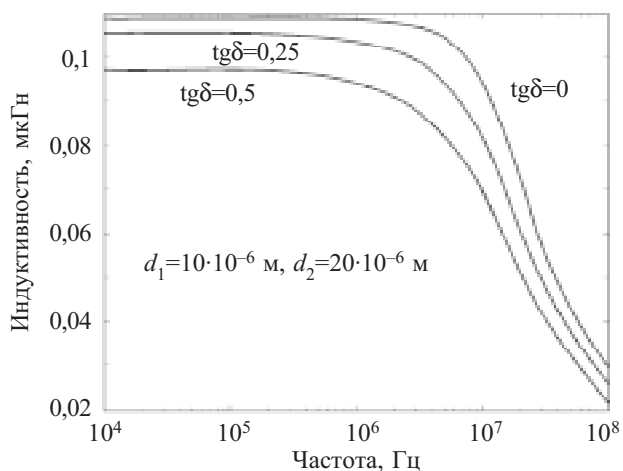


Рис. 5. Зависимость вносимой индуктивности от частоты для сердечника из микропровода с размерами $\varnothing 1 \times \varnothing 0,5 \times 2$ мм для различных значений $\text{tg}\delta$

фильтр) и дополнительно включаемых конденсаторов перед и после сердечника.

Рассмотренные сердечники могут применяться не только для подавления помех в цепях питания постоянного тока, но и для подавления высокочастотных гармонических составляющих в других цепях полезного низкочастотного (по сравнению с помехой) сигнала.

Заключение

Полученные математические выражения позволяют рассчитать характеристики магнитного помехоподавляющего сердечника для заданных параметров микропровода и, наоборот, определить параметры микропровода, необходимые для определенного типа сердечника.

Для повышения эффективности помехоподавляющих сердечников из микропровода необходимо увеличение магнитной проницаемости, уменьшение диаметра микропровода и увеличение тангенса угла диэлектрических потерь материала жилы микропровода.

На основе литого микропровода могут быть изготовлены миниатюрные (с внешним диаметром от 0,2 до 0,5 мм) помехоподавляющие сердечники для защиты выводов миниатюрных электронных компонентов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Баев Е. Ф., Фоменко Л. А., Цымбалюк В. С. Индуктивные элементы с ферромагнитными сердечниками.— М.: Сов. радио, 1976.
2. Литой микропровод и его свойства / Е. Бадинтер, Н. Берман, И. Драбенко и др.— Кишинев: Штиинца, 1973.
3. «Microfir Tehnologii Industriale» Ltd. www.microwires.com.
4. Аморфные магнитомягкие сплавы и их применение в источниках вторичного электропитания / Под ред. В. И. Хандогина.— М.: ВНИИ, 1990.
5. Гарновский Н. Н. Теоретические основы электропроводной связи. Ч. 2.— М.: Связьиздат, 1959.
6. MURATA PRODUCTS. Cat. No. O63E-5 фирмы Murata Manufacturing Co., Ltd. 2001.

К. ф.-м. н. Д. М. ЁДГОРОВА

Узбекистан, г. Ташкент, НПО «Физика—Солнце»
E-mail: yodgorova@uzsci.net

Дата поступления в редакцию
14.03 2006 г.

Оппонент д. ф.-м. н. А. Н. НАЗАРОВ
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

МЕХАНИЗМ НАСЫЩЕНИЯ ТОКА СТОКА ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С $p-n$ -ПЕРЕХОДОМ

Вольт-амперные характеристики с явно выраженным насыщением тока стока обусловлены постепенной частичной рекомбинацией носителей у истоковой части канала.

До настоящего времени нет однозначного мнения по механизму насыщения тока стока полевого транзистора. В соответствии с моделью Шокли при фиксированном напряжении на затворе $V_{зи} = \text{const}$ ток стока увеличивается до тех пор ($V_{нас}$), пока не произойдет насыщение тока $I_{нас}$. При дальнейшем увеличении запирающего напряжения должны уменьшаться как пороговые напряжения, так и токи насыщения. Считается, что с момента насыщения тока стока происходит охват слоем объемного заряда части вблизи стока [1, с. 131—135], при этом полевой транзистор рассматривается как “идеальный” прибор. Экспериментальные результаты показывают, однако, что на самом деле могут быть различные ситуации [2, с. 325—354; 3, с. 45—64]. Поэтому для корреляции расчетных кривых с реальными необходимо учитывать конструктивные и физические данные конкретной исследуемой структуры.

Настоящая работа посвящена исследованию процессов насыщения тока стока полевого транзистора

с $p-n$ -переходом, используемого при проектировании самых различных схем.

Исследуемые структуры представляют собой арсенидгаллиевые полевые транзисторы с нижним затвором в виде $p-n$ -перехода. К каналу n -типа проводимости на расстоянии 50 мкм сформированы контактные площадки стока и истока шириной 700 мкм. Концентрация носителей в затворе $2 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$, а в канале — $5,5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Максимальный ток стока при нулевом смещении составляет 0,5 мА, а напряжение отсечки — 2,5 В. Исследования зависимости тока стока от напряжения показали, что в режиме автоматического смещения (присоединение истока к затвору через сопротивление $R_{см}$) дифференциальное сопротивление канала $R_{кан}^{диф} = V_{си} / I_{си}$ уменьшается, а динамическое выходное сопротивление $R_{кан}^{дин} = \Delta V_{си} / \Delta I_{си}$ возрастает, и насыщение тока стока становится ярко выраженным. В то же время при соответствующем эквивалентном запирающем напряжении на затворе, например при 1,5 В, зависимость тока стока от напряжения имеет возрастающий характер. Подобная зависимость наблюдается во всем семействе вольт-амперных характеристик (рис. 1).

Наблюдаемое поведение зависимости тока стока от напряжения можно объяснить тем, что при изменении режима смещения имеют место отличающиеся