

Ц 76 + С 344.14

A-425

11-76

+

2508 / 77

АКСИНЕНКО, В. Д. и др.



Б 1-13-10406

ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Б 1-13-10406

ДЕПОНИРОВАННАЯ ПУБЛИКАЦИЯ

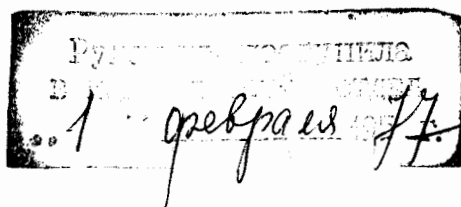
Дубна 19 77

О И Я И
ЛАБОРАТОРИЯ ВЫСОКИХ ЭНЕРГИЙ
ЛАБОРАТОРИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ И АВТОМАТИЗАЦИИ

В.Д. Аксищенко, Н.С. Глаголева, Е.А. Дементьев,
Н.И. Каминский, А.Т. Матюшин, В.Т. Матюшин,
Н.Н. Нургожин*

Б1-13-10406

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО
ТРАНСФОРМАТОРА



г. Дубна 1977 г.

==+=====

* ИФВЭ АН Каз.ССР

А Н Н О Т А Ц И И

В.Д. Аксиненко, Н.С. Глаголева, Е.А. Дементьев,
Н.И. Каминский, А.Т. Матюшин, В.Т. Матюшин,
Н.Н. Нургожин.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Приводится анализ эквивалентных схем импульсного трансформатора и автотрансформатора, рассматривается влияние индуктивности подводящих цепей на коэффициенты связи и трансформации. Описывается методика расчета импульсного трансформатора и автотрансформатора с учетом индуктивностей подводящих цепей.

Сформулированы основные требования в высоковольтному импульсному трансформатору для генератора импульсного заряда двойной формирующей линии системы питания стримерной камеры.

Приведены результаты определения коэффициентов связи различных моделей конструкций трансформатора и автотрансформатора; результаты моделирования импульсного трансформатора с большим коэффициентом связи ($k \approx 0,9$), выполненного в виде плоских катушек, и результаты испытания высоковольтного импульсного автотрансформатора с $k=0,65 \pm 0,05$, изготовленного в виде короткого соленоида.

Рассмотрены возможности реализации высоковольтного импульсного трансформатора в системе питания стримерной камеры СКМ-200.

Работа выполнена в ОИЯИ.

г. Дубна, 1976 г.

I. Введение

Успехи экспериментальных исследований в физике частиц высоких энергий определяются в основном развитием техники ускорения частиц и методики их детектирования.

В последние годы в качестве детекторов частиц широкое распространение получают стримерные камеры, впервые предложенные в работе /1/ и получившие дальнейшее развитие в последующих работах, которые позволили превратить камеру в рабочий прибор, пригодный для экспериментов на ускорителе. Основное преимущество стримерной камеры состоит в том, что она является управляемым трековым прибором с хорошим временным и пространственным разрешением и отличается сравнительной простотой изготовления.

Основным элементом стримерной камеры является система формирования высоковольтного наносекундного импульса, от стабильной работы которой зависит нормальное функционирование стримерной камеры. Наиболее часто в технике больших стримерных камер используется Блюмляйн-генератор, длительность выходного импульса которого жестко фиксирована длиной формирующей линии, а нестабильность амплитуды не превышает $1,5 \pm 2\%$ с газовым разрядником под давлением в качестве наносекундного коммутатора /2/.

Генератором импульсного заряда (ГИЗ) двойной формирующей линии (ДФЛ) в технике стримерных камер служит, как правило, генератор Аркадьева-Маркса. Однако в последние годы ведутся работы /3,4/ по реализации высоковольтного импульсного трансформатора (ИТ) для заряда ДФЛ. Простота конструкции ИТ, небольшие габариты, один коммутирующий разрядник и всего один накопитель делают эту идею привлекательной. Применение импульсного трансформатора позволяет увеличить рабочий зазор четырехэлектродной стримерной камеры /5/, для питания которой требуются разнополярные высоковольтные импульсы.

Но при внедрении ИТ в систему высоковольтного импульсного питания (СВИП) стримерной камеры выявляются трудности, вытекающие из особенностей формирующе-трансформирующих цепей /6/. Главная трудность - обеспечение приемлемого времени задержки высоковольтного

импульса, что можно достигнуть при высоких коэффициентах связи обмоток ИТ. Кроме того, простота конструкции ИТ с высоким коэффициентом связи на выходное напряжение в сотни киловольт обманчива и требует решения серьезной проблемы высоковольтной изоляции.

Вышеизложенное послужило причиной проведения исследований ИТ как расчетно-теоритического, так и экспериментального характера, результаты которых приводятся в настоящем отчете.

2. Состояние вопроса, постановка задачи

2.1. Особенности высоковольтного питания стримерных камер

Работа стримерной камеры основывается на механизме газового разряда в больших промежутках. Разряд обрывается на ранней стадии развития стримеров за счет специального формирования высоковольтного импульса.

Качество следов в стримерной камере при постоянном количественном и качественном составе газового наполнения определяется параметрами высоковольтного импульса. В работе /7/ сделан вывод, что все основные свойства стримеров на следе частицы подчинены следующему закону:

$$(\text{свойство})_i = E \cdot \tau^{x_i y_i} \quad (2.11)$$

где E — напряженность электрического поля;

τ — длительность импульса.

Основными свойствами стримера являются его длина и яркость, а также их стабильность. Из приведенной формулы (2.11) следует, что эти величины существенно зависят от параметров высоковольтного импульса, прикладываемого к камере: амплитуды, длительности, крутизны нарастания и спада, стабильности. В работе /8/ приведены зависимости указанных величин от длительности и амплитуды прямоугольного импульса, полученные расчетным путем и подтверждаемые экспериментально, из которых следует, что уменьшение длительности импульса при одновременном увеличении крутизны фронта и спада, и соответствующем повышении градиента электрического поля в камере обеспечивает улучшение качества следа. При этом нестабильность амплитуды импульса фиксированной длительности (порядка $10 \div 15$ нс) не должна быть больше $1 \div 2\%$ /2/.

Таким образом, пространственно-временные характеристики процессов формирования следов частиц в стримерной камере позволяют сделать определенные выводы относительно требований к параметрам высоковольтного импульса, подаваемого на электроды камеры. Для получения следов удовлетворительного качества в стримерной камере необходимо подать на её электроды высоковольтный импульс со следующими параметрами:

1. Длительность импульса при напряженности поля в камере $15 \div 25 \text{ кВ/см} - 10 \div 15 \text{ нс}$;
2. Длительность фронта и спада импульса - $1 \div 2 \text{ нс}$;
3. Нестабильность амплитуды и длительности импульса - $1 \div 2\%$.

Так как в экспериментах используются камеры с межэлектродными зазорами $10 \div 30 \text{ см}$, то при напряженности поля в камере $15 \div 30 \text{ кВ/см}$ для питания таких камер требуются генераторы на напряжения от сотен киловольт до мегавольт. Разработка таких генераторов формирования высоковольтного наносекундного импульса со стабильными параметрами на низкоомной нагрузке (40 ом и менее), какой является стримерная камера, — серьезная инженерно-техническая задача.

Следует привести некоторые традиционные пути решения этой задачи.

2.2. Параметры некоторых генераторов стримерных камер

Основной принцип формирования высоковольтных наносекундных импульсов заключается в уменьшении паразитных параметров разрядного контура (индуктивности цепи и емкости нагрузки) и времени коммутации разрядников.

Для получения наносекундных импульсов высокого напряжения с амплитудой в сотни кВ и более используются генераторы импульсных напряжений ГИН по схеме Аркадьева-Маркса с малоиндуктивными конденсаторами /9, 10, 11/, которые обычно обладают небольшой запасаемой энергией и могут применяться для питания камер с небольшими размерами.

Другой путь формирования наносекундных импульсов сверхвысоких напряжений заключается в том, что сначала формируется импульс микросекундной длительности в "медленной" секции, использующейся для зарядки "быстрой" секции /I2/, чем является малоиндуктивный накопительный элемент (конденсатор или формирующая линия). В дальнейшем накопительный элемент с помощью наносекундного коммутатора разряжается и на нагрузке появляется импульс наносекундной длительности. В качестве "медленных" систем используются генераторы Аркадьева-Маркса или высоковольтные импульсные трансформаторы.

Таким образом, обобщенная схема наносекундного генератора для питания стримерных камер может быть представлена в следующем виде рис. 2.2I.

После того как частица пройдет через камеру 3 и счетчики 4, схема совпадений 5 выдает импульс на запуск "медленного" генератора I, который заряжает "быструю" секцию 2. При срабатывании коммутатора в "быстрой" секции на электродах камеры 3 появляется прямоугольный импульс, создающий необходимую напряженность электрического поля в рабочем объеме камеры.

Выше были определены параметры высоковольтных наносекундных импульсов необходимые для питания стримерных камер и, для сравнительной оценки, данные ряда высоковольтных наносекундных генераторов, которые применялись, применяются и которые могут применяться в системе питания стримерных камер, приведены в таблице 2.2I.

Здесь:

- $U_{\text{вых}}$** - выходное напряжение генератора;
- $Z_{\text{вых}}$** - выходной импеданс генератора;
- $t_{\text{ф}}$** - длительность фронта импульса;
- t_u** - длительность импульса на полувисоте;
- W_u** - энергия в импульсе;
- P_u** - пиковая мощность в импульсе;
- ГИН** - генератор импульсных напряжений;
- ДФЛ** - двойная формирующая линия;
- ИТ** - импульсный трансформатор;
- ЭСПИ-100** - электронный стабилизатор-потенциометр;
- ИЛН** - источник постоянного напряжения.

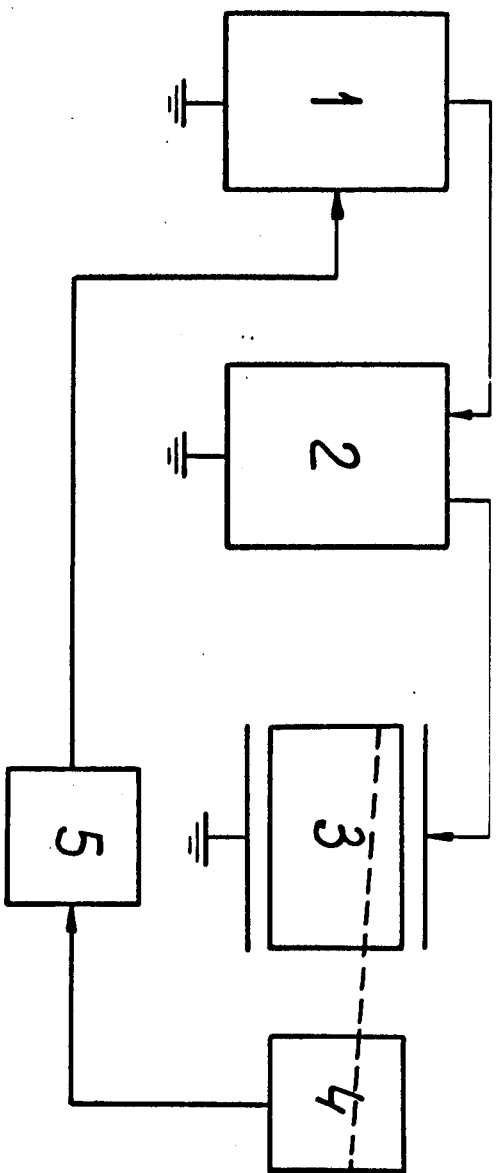


рис.2.21. Структурная схема системы питания и запуска синхронной

№ п/п	Схема генератора	Тип диэлектрика в накопителе	Тип к Нако
1	2	3	
1.	ГИН /1/ ($C_y = 500$ пФ)	-	
2.	ГИН /1/ ($C_y = 2000$ пФ)	-	
3.	ГИН /9/ ($C_y = 70$ пФ; $L_{p.k.} = 10^{-7}$ Г)	-	
4.	ГИН со схемой коррекции ($C_y = 500$ пФ; $C_k = 20$ пФ) /3/	-	
5.	ГИН -полосковая ДФЛ /7/	Касторовое масло ($\epsilon = 4,7$)	Двухэлек (элегаз;
6.	ГИН - полосковая ДФЛ /15/	Касторовое масло ($\epsilon = 4,7$)	Двухэлек (азот; Р
7.	ГИН - накопительный конденса- тор - ФЛ /16/	Глицерин ($\epsilon = 40$)	Двухэлек с одноро (азот; I
8.	ГИН-коаксиальная ДФЛ /17/		Двухэлек (элегаз,
9.	ГИН под давлением /18/	-	-
10.	ГИН под давлением /19/ ($C_y = 800$ пФ)	-	-
11.	ГИН - накопительный конденсатор /20; 10/	Вода ($\epsilon = 80$)	Трехэлек с корони иглами
12.	ЭСИ-100 -коаксиальная ФЛ /2/	Азот ($\epsilon = 1$)	Управляе ник (азо
13.	ГИН - коаксиальная ДФЛ /21/	Трансформаторное масло ($\epsilon = 2,2$)	Двухэлек острыми (элегаз;
14.	2ГИН - коаксиальная ДФЛ /22/	Трансформаторное масло ($\epsilon = 2,2$)	Управляем ник с ре излучение

$U_{\text{вых}}$	$Z_{\text{вых}}$	t_{ϕ}	t_u	W_u	P_u	Нест. амплит.	Нест. длит.	Размеры стрим. ка-меры (зазор x шир. x длина), см	Примечание (регулировка длительности)
кВ	Ом	нс	нс	Дж	ГВт	%	%		
5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
460	-	15-20	20-50	50	I-2,5			10x50x70 25x50x60	Воздушный срезающий разрядник
200	-	15-20	20-40	40	I-2			19x60x100	Воздушный срезающий разрядник
200	85	2	5	1,4	0,3			(2x11)x13x80	Срезающий разрядник
400	-	10	30-60	40	0,7-1,2		15%	(2x15)x36x x36 /14/	Срезающий разрядник (азот, P=5ат).
800	35	3	10-12	180	18			I (2x30)x180x x 200	-
250	68	3	12	11	0,9	2		I (2x10)x40x40	-
500	90	2	10-30	7-21	0,7	10		5 (2x10)x40x40	Трехэлектродный срезающий разрядник
350	33	3-4	10	3	0,3			I (2x16)x60x100	-
250	-	2-3	13					11x10x10	-
270	-	8	15-20	3	0,2			12x60x60	Срезающий разрядник триггерного типа
450	80	1	7	5	0,7			(2x16)x30x x 100	-
100	34	5-6	15	1,2	0,09	+1		I (2x4)x50x50	-
800	38	5	15	300	20	2		I (2x30)x100x200 (СКМ-200)	-
800	33	10	15	300	20	2		I 8x120x100	-

15. ГИН - коаксиальная ДФЛ /22/	Элегаз ($\epsilon = 1$)	Двухэлектродный кольцевой (элегаз 16,5 ат.)
16. ИИН - две коаксиальные ДФЛ /5/	Элегаз ($\epsilon = 1$)	Управляемый раз ник (азот; 5 ат.)
17. ИТ- коаксиальная ДФЛ / 4 /	Трансформаторное масло ($\epsilon = 2,2$)	Двухэлектродный (элегаз; 3,5 ат.)
18. Спиральная линия /24/	-	-
19. ГИН - неоднородная линия /25/	Глицерин ($\epsilon = 40$)	Двухэлектродный (азот, 15 атм.)
20. ГИН под давлением /II/ ($Cy = 1200$ пФ)	-	-
21. ГИН - стока из 4 полосковых ДФЛ /26/	Вода ($\epsilon = 80$)	4-канальный с искажением по (90% азота + элегаза; 6 ат.)
22. ГИН - коаксиальная ДФЛ /27/	Трансформаторное масло ($\epsilon = 2,2$)	Двухэлектродный с острыми кро (90% азота + элегаза)

96	I	5	7	I,4	5	I	(2x20)x60x x100	-
+25	5	I8	2,5	0,I6	-2	I	(9+I8+9)x50x50	-
25	5	I5	85	5,5	I,5	I	Может питать стримерные камеры	-
-	5	I0	I5	I,5	I5	I5	Может питать искро- вые камеры	-
I30	5	20	36	I,8	I0		Может питать стример- ные камеры с зазором до 40 см.	-
-	3	I2	6	0,5			Может питать искровые камеры	-
80	20	60	750	I2,5	2	I	Может питать стримерные камеры с зазором до 50 см.	-
32	5	I5	I65	II	2	I	Может питать стримерные камеры с зазором 25 см	-

2.3. Постановка задачи

Как упоминалось, одним из условий реализации стримерного режима является формирование коротких высоковольтных импульсов ($10 \div 20$ нс) с крутыми фронтом и спадом, обеспечивающих напряженность электрического поля $15 \div 30$ кВ/см в рабочем зазоре камеры.

Как следует из таблицы 2.2I, для реализации на нагрузке (стримерная камера с большими рабочими зазорами ≥ 10 см) уровня пиковой мощности $10^8 \div 10^{10}$ Вт требуется "быстрая" секция типа формирующей линии, а для её зарядки - более "медленная" секции типа генератора Аркадьева-Маркса или высоковольтного импульсного трансформатора. Импедансы "быстрой" секции и нагрузки обычно малы (десятки Ом) и поэтому, для того чтобы рассеять энергию на низкоомной нагрузке за время $10^{-7} \div 10^{-8}$ с, должно быть уделено особое внимание сведению к минимуму всех последовательно соединенных индуктивностей разрядного контура, включая индуктивности нагрузок и коммутаторов в системе.

Из таблицы 2.2I видно, что наиболее употребительным способом обеспечения стабильных параметров импульса на электродах стримерной камеры больших размеров является использование для формирования импульса генератора с двойной формирующей линией типа "Блумляйн" и согласование электрических импедансов генератора и камеры /7; 15; 17; 21; 22; 23; 26; 27/. Именно такие системы высоковольтного импульсного питания в настоящее время используются в основном как в технике искровых и стримерных камер, так и в технике генерирования мощных электронных пучков.

В качестве генератора импульсного заряда ДФЛ, в основном применяются генераторы Аркадьева-Маркса, вследствие меньшего времени задержки, по сравнению с ИТ, и большего опыта в конструировании ГИН, практика использования которых насчитывает несколько десятилетий.

Однако в последние годы ведутся исследования по реализации высоковольтного импульсного трансформатора в технике стримерных камер, основные преимущества которого отмечались выше (см. Введение). В работе /3/, по-видимому, впервые была высказана идея и сделана попытка реализации системы высоковольтного импульсного питания на основе

импульсного трансформатора. В работе /4/ описываются характеристики такой системы, которая использовалась для питания однометровой стримерной камеры. Следует отметить недостатки этой системы высоковольтного импульсного питания, хотя, в целом, оригинальная реализация её заслуживает внимания. Время задержки высоковольтной системы питания порядка 440нс, но при выходном напряжении 450кВ (на 1-ом максимуме) и выходное напряжение 900кВ (на 2-ом максимуме), но при времени задержки 1100нс, т.е. при работе установки с малыми временами задержки приходится мириться с большими потерями выходного напряжения. Скомпенсировать этот недостаток можно при более высоком коэффициенте связи между обмотками ИТ, чем был достигнут в работе /4/. Отсюда следует важность исследования импульсного трансформатора с точки зрения получения высокого коэффициента связи при требуемой электрической прочности конструкции. Кроме того, необходимо учитывать перспективы развития методики стримерной камеры, направленные на улучшение параметров установки (повышение эффективности регистрации камеры при максимальном улучшении локализации стримеров, увеличение быстродействия, введение жидководородной мишени в объем камеры, создание камеры большого объема и т.п.), решение некоторых из которых упрощаются при внедрении ИТ в технику стримерной камеры.

Вышесказанное послужило причиной проведения исследования ИТ с целью оценки возможности реализации высоковольтного импульсного трансформатора в системе питания двухметровой стримерной камеры СКМ-200 /21/.

3. Эквивалентная схема импульсного трансформатора

3.1. Анализ схемы замещения ИТ

Принципиальная электрическая схема высоковольтного импульсного питания стримерной камеры с ИТ приведена на рис. 3.11. Основными узлами установки являются: импульсный трансформатор ИТ с коммутирующим разрядником P_1 и накопительной емкостью C_1 (роль которой может играть емкость ГИН в "ударе") и двойная формирующая линия с разрядником P_2 .

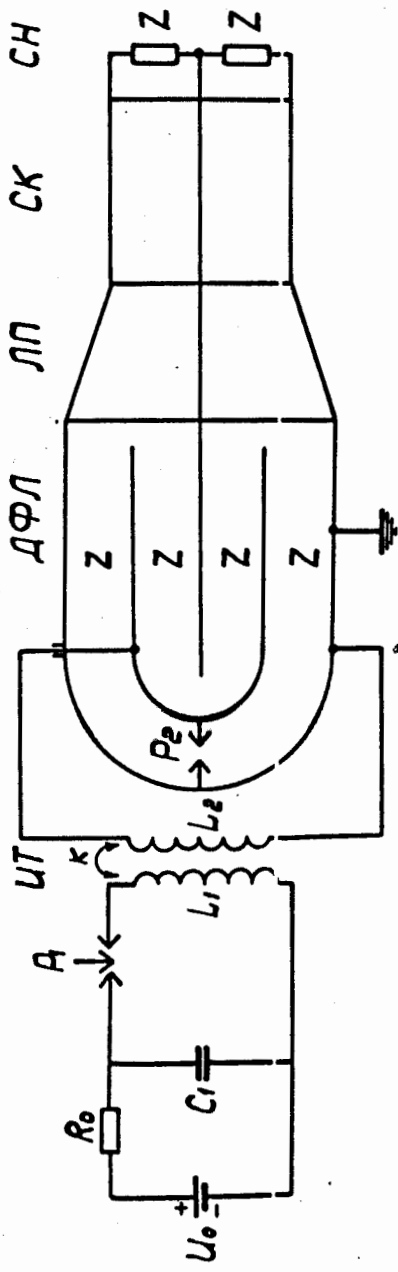


рис.3.11. Система питания стримерной камеры с ИТ в качестве генератора импульсного заряда ДФЛ.

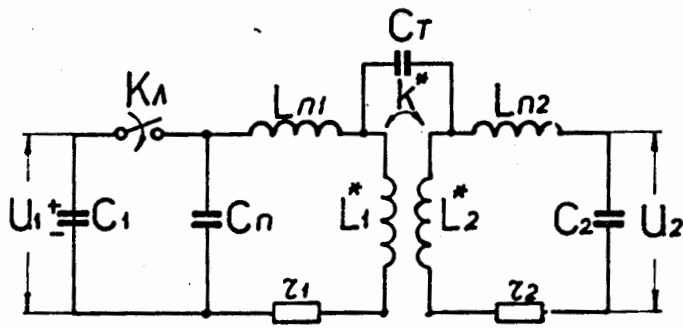
Принцип работы установки заключается в следующем. От источника постоянного напряжения U_0 через блок зарядных сопротивлений R_0 заряжается емкость C_1 . При поступлении на поджигающий электрод разрядника P_1 импульса от аппаратуры запуска разрядник P_1 срабатывает и возникающие свободные колебания в первичном контуре $L_1 C_1$ трансформируются во вторичный $L_2 C_2$ (емкостью C_2 является ДФЛ). При достижении максимального напряжения на ДФЛ срабатывает разрядник P_2 и сформированный прямоугольный импульс по линии передачи ЛП поступает на электроды стримерной камеры СК и далее на согласующую нагрузку СН.

Эквивалентная схема замещения питания стримерной камеры изображена на рис. 3.12.а.

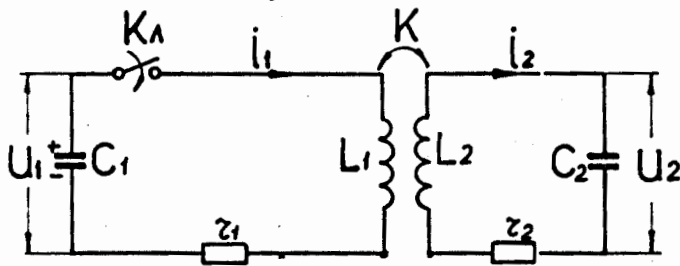
- Здесь: C_1 - емкость накопительного конденсатора;
- C_2 - емкость ДФЛ, нагрузки и динамической емкости ИТ;
- L_1^* и L_2^* - первичная и вторичная индуктивности ИТ;
- L_1 и L_2 - активные сопротивления контуров;
- $L_{п1}$ и $L_{п2}$ - "паразитные" индуктивности контуров (последовательно соединенные индуктивности подводящих шин, коммутатора и т.п.);
- $C_{п}$ - "паразитная" емкость на землю;
- $C_{т}$ - межобмоточная емкость ИТ.

Расчет приведенной схемы замещения трудоемок и не имеет практического интереса, поэтому упростим схему, отбросив одни элементы и объединив другие.

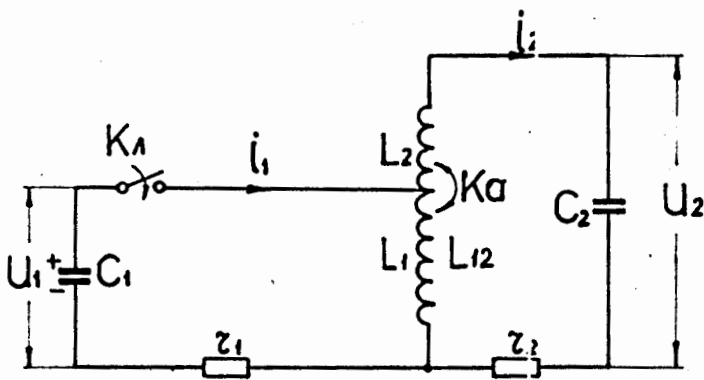
Влиянием емкости $C_{т}$ можно пренебречь, т.к. она приводит к появлению высших гармоник на основной кривой напряжения, которые сглаживаются активными сопротивлениями контуров. В первом приближении можно пренебречь и емкостью $C_{п}$, т.к. она влияет на фронт импульса и для микросекундного диапазона времени играет несущественную роль. Однако при оценке потерь выходного напряжения необходимо помнить, что она совместно с динамической емкостью трансформатора ведет к увеличению емкости C_2 . "Паразитные" индуктивности $L_{п1}$ и $L_{п2}$ можно объединить с индуктивностями первичной L_1^* и вторичной L_2^* обмотками трансформатора и их влияние на выходное напряжение будет рассмотрено отдельно. Тогда эквивалентную схему замещения можно привести к виду, изображенному на рис. 3.12.б.



а



б



в

рис.3.12. а) Общая эквивалентная схема замещения ГИЗ с ИТ .

б) Приближенная эквивалентная схема импульсного трансформатора.

в) Приближенная эквивалентная схема импульсного авто-трансформатора.

Анализ этой схемы замещения в общем виде тоже трудоемок и требует дальнейших упрощений, которые будут произведены по ходу расчета.

3.2. Анализ переходного процесса в эквивалентной схеме замещения ИТ

Емкость C_I , заряженная до напряжения U_I (рис. 3.12.6), включается в цепь, состоящую из двух индуктивно связанных контуров, т.е. включение происходит не при нулевых начальных условиях. Можно привести начальные условия к нулевым путем введения добавочного генератора напряжения с э.д.с. равной U_I и тогда напряжение на емкости C_I будет:

$$U_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 dt - U_I$$

Обходя контуры, запишем дифференциальные уравнения:

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 z_1 + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_1 dt \pm M \frac{di_2}{dt} = U_I$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + i_2 z_2 + \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 dt \pm M \frac{di_1}{dt} = 0$$

Переходя к преобразованным функциям, находим:

$$Z_1 i_1(p) \pm p M i_2(p) = U_I / p$$

$$Z_2 i_2(p) \pm p M i_1(p) = 0$$

где $Z_1 = p L_1 + z_1 + 1/C_1 p$; $Z_2 = p L_2 + z_2 + 1/C_2 p$

Решая эти уравнения, получаем:

$$i_1(p) = \frac{U_I}{p} \frac{Z_2}{Z_1 Z_2 - M^2 p^2}$$

$$U_1(p) = \frac{U_I}{p^2 C_1} \frac{Z_2}{Z_1 Z_2 - M^2 p^2}$$

$$i_2(p) = \pm \frac{U_I}{p} \frac{M p}{Z_1 Z_2 - M^2 p^2}$$

и

$$U_2(p) = \pm \frac{U_I}{p C_2} \frac{M}{Z_1 Z_2 - M^2 p^2}$$

Знак в выражениях вторичного контура зависит от включения обмоток ИТ и в дальнейшем будем рассматривать только (+), имея ввиду, что при другом включении обмоток ИТ полярность следует изменить.

Практический интерес представляет выражение для выходного напряжения и выражение для тока в первичном контуре.

Решение для тока в первичном контуре с учетом слабого затухания в контурах имеет вид ^{/28/}:

$$i_1(t) = \frac{U_1}{L_1(1-K^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \left| \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_1} e^{-\sigma_1 t} \sin \omega_1 t - \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2} e^{-\sigma_2 t} \sin \omega_2 t \right| \quad (3.21)$$

где

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2(1-K^2)} \mp \sqrt{\left| \frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2(1-K^2)} \right|^2 - \frac{\omega_1^2 \omega_2^2}{1-K^2}}} \quad (3.22)$$

$$\begin{cases} \sigma_1 = \frac{\alpha_1 \omega_2^2 + \alpha_2 \omega_1^2 - \omega_1^2 (\alpha_1 + \alpha_2)}{\sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2)^2 + 4K^2 \omega_1^2 \omega_2^2}} \\ \sigma_2 = \frac{\omega_2^2 (\alpha_1 + \alpha_2) - \alpha_1 \omega_2^2 - \alpha_2 \omega_1^2}{\sqrt{(\omega_1^2 + \omega_2^2)^2 + 4K^2 \omega_1^2 \omega_2^2}} \end{cases} \quad (3.23)$$

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}; \quad \alpha_1 = \frac{r_1}{2L_1}; \quad \alpha_2 = \frac{r_2}{2L_2}; \quad \omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}; \quad \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

Для выходного напряжения, рассуждая аналогично приведенному решению для тока $i_1(t)$ в работе ^{/28/}, нетрудно получить:

$$U_2(t) = \frac{U_1 k n \omega_2^2}{(1-K^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \left| e^{-\sigma_1 t} \cos \omega_1 t - e^{-\sigma_2 t} \cos \omega_2 t \right| \quad (3.24)$$

где $k = \sqrt{L_2/L_1}$ — коэффициент трансформации.

Из полученных результатов видно, что в первом приближении сопротивления контуров вносят только затухания, а частоты связи ω_1 и ω_2 можно вычислять, не считаясь с наличием сопротивлений.

Представляет практический интерес автотрансформаторное включение обмоток (рис. 3.12в). При низких напряжениях может быть использована изолированная первичная обмотка, но при высоких напряжениях даже незначительные переходные процессы могут пробить изоляцию между первичной и вторичной обмотками, поэтому чаще используют схему с автотрансформатором.

В этом случае уравнения в операторной форме имеют вид:

$$Z_1 \dot{I}_1(P) - \dot{I}_2(P) M_\alpha P = U_1/P$$

$$Z_2 \dot{I}_2(P) - \dot{I}_1(P) M_\alpha P = 0$$

где

$$Z_1 = L_1 P + r_1 + 1/C_1 P; \quad Z_2 = L_2 P + r_2 + 1/C_2 P$$

$$L_{12} = L_1 + L_2 + 2M; \quad M_\alpha = L_1 + M$$

Видно, что уравнения при автотрансформаторном включении обмоток полностью аналогичны уравнениям при трансформаторном включении обмоток и поэтому искомые выражения для тока и напряжения при учете только затухания в контурах определяются выражениями, аналогичным выражениям (3.21) и (3.24), заменяя в них K на K_a , n на n_a ; ω_2 на ω_{12} и d_2 на d_{12} :

$$i_1(t) = \frac{U_1}{L_1(1-K_a^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \left| \frac{\omega_{12}^2 - \omega_1^2}{\omega_1} e^{-\sigma_1 t} \sin \omega_1 t - \frac{\omega_{12}^2 - \omega_2^2}{\omega_2} e^{-\sigma_2 t} \sin \omega_2 t \right| \quad (3.21')$$

$$U_2(t) = \frac{U_1 K_a n_a \omega_{12}^2}{(1-K_a^2)(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \left| e^{-\sigma_1 t} \cos \omega_1 t - e^{-\sigma_2 t} \cos \omega_2 t \right| \quad (3.24')$$

где

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_{12}^2}{2(1-K_a^2)} \mp \sqrt{\left| \frac{\omega_1^2 + \omega_{12}^2}{2(1-K_a^2)} - \frac{\omega_1^2 \omega_{12}^2}{1-K_a} \right|}} \quad (3.22')$$

$$\begin{cases} \sigma_1 = \frac{d_1 \omega_{12}^2 + d_{21} \omega_1^2 - \omega_1^2 (d_1 + d_{12})}{\sqrt{(\omega_1^2 - \omega_{12}^2)^2 + 4K_a^2 \omega_1^2 \omega_{12}^2}} \\ \sigma_2 = \frac{\omega_2^2 (d_1 + d_{12}) - d_1 \omega_{12}^2 - d_{12} \omega_1^2}{\sqrt{(\omega_1^2 - \omega_{12}^2)^2 + 4K_a^2 \omega_1^2 \omega_{12}^2}} \end{cases} \quad (3.23')$$

$$n_a = \sqrt{1 + 2Kn + n^2} \quad (3.25)$$

$$K_a = \frac{1 + Kn}{n_a} \quad (3.26)$$

Из формул (3.25) и (3.26) следует, что при автотрансформаторном включении обмоток вследствие дополнительной электрической связи между индуктивно связанными контурами общие коэффициенты связи и трансформации возрастают и это увеличение тем больше, чем меньше коэффициент трансформации, что видно из графиков рис. 3.21. Исходя из этих графиков можно сделать вывод, что при небольших коэффициентах трансформации n при автотрансформаторном включении обмоток коэффициент электромагнитной связи K может быть небольшим, хотя общий коэффициент связи K_a при этом может достигать высоких значений, что облегчает выбор конструкции обмоток и условия их изготовления.

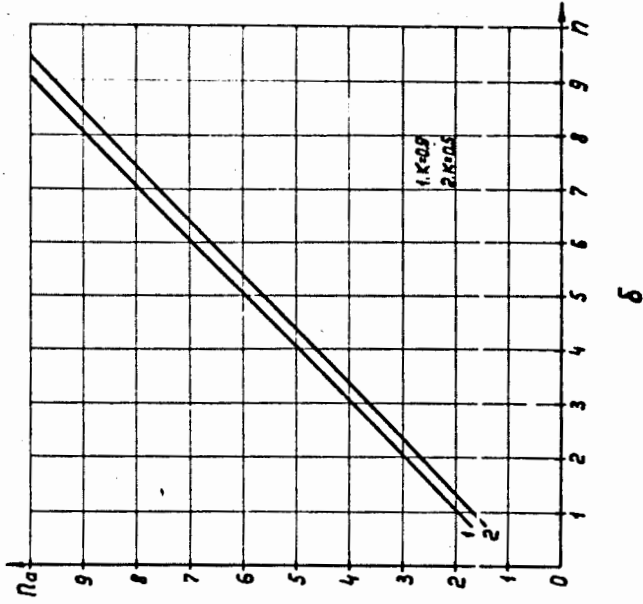
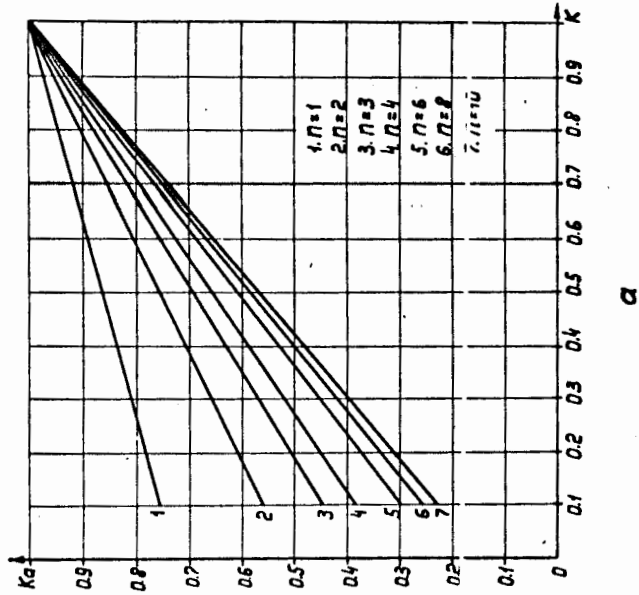


рис.3.21. а) График зависимости коэффициента связи автотрансформатора K_a от коэффициента электромагнитной связи K для разных коэффициентов трансформации N .
 б) График зависимости коэффициента автотрансформации N_a от коэффициента трансформации N для разных коэффициентов электромагнитной связи K .

Итак, мы определили, что ток в первичном контуре и напряжение во вторичном в случае трансформатора описываются выражениями (3.21) и (3.24), а в случае автотрансформатора — идентичными выражениями (3.21') и (3.24'). Эти формулы показывают, что при свободном разряде конденсатора в системе индуктивно связанных контуров одновременно возникают два колебания с частотами ω_1 и ω_2 , зависящими от коэффициента связи. Одновременное существование двух частот приводит к тому, что результирующие колебания в обоих контурах имеют форму биений и оба контура обмениваются энергией.

С энергетической точки зрения максимальная передача энергии из первого контура во второй возможна при резонансе, когда частоты контуров равны ($\omega_1 = \omega_2$ или $\omega_1 = \omega_{12}$). Условие резонанса поэтому стремятся реализовать на практике.

В этом случае выражения (3.21) и (3.24) упрощаются и приобретают вид:

$$i_1(t) = 0.5 \frac{U_1}{\omega t} \cdot \left| \frac{1}{\sqrt{1+K}} e^{-\sigma_1 t} \sin \omega_1 t + \frac{1}{\sqrt{1-K}} e^{-\sigma_2 t} \sin \omega_2 t \right| \quad (3.27)$$

$$U_2(t) = 0.5 n U_1 \cdot \left| e^{-\sigma_1 t} \cos \omega_1 t - e^{-\sigma_2 t} \cos \omega_2 t \right| \quad (3.28)$$

где

$$\omega_1^2 = \omega_2^2 = \omega^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2}$$

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{\omega^2}{1 \pm K}} \quad ; \quad \sigma_{1,2} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2(1 \pm K)}$$

При автотрансформаторном включении обмоток в выражениях для тока и напряжения (3.27) и (3.28) следует заменить K на K_a и n на n_a . Выражения (3.27) и (3.28) являются основными при расчете параметров резонансного трансформатора, поэтому проанализируем их более подробно. Графики изменения выходного напряжения и тока в первичном контуре в относительных единицах приведены на рис. 3.22 и рис. 3.23. для различных значений коэффициента связи контуров. Максимально возможное значение U_2 при фиксированных параметрах L и C контуров и при переменных K будет:

$$U_{2m} = n U_1 (e^{-\sigma_1 t_m} + e^{-\sigma_2 t_m})$$

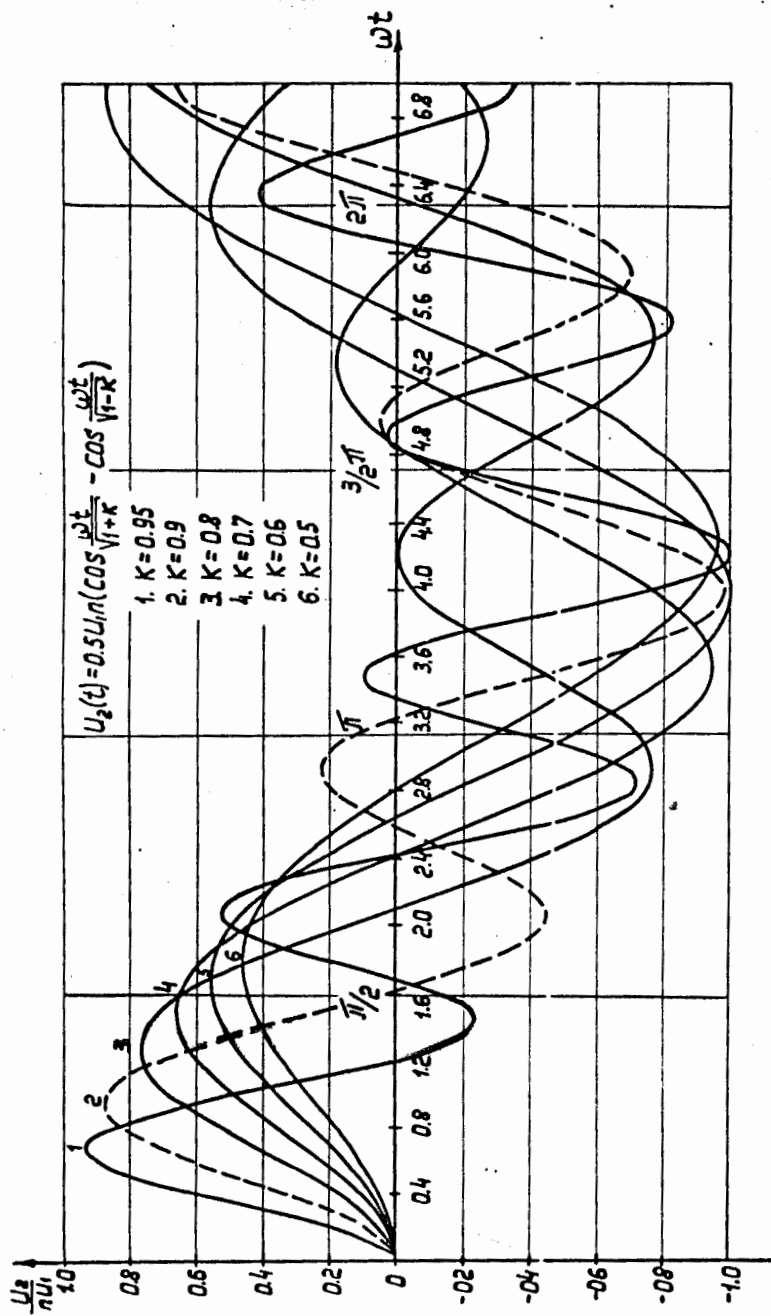


рис.3.22. График зависимости изменения напряжения на ДФЛ в относительных единицах для различных значений коэффициентов связи.

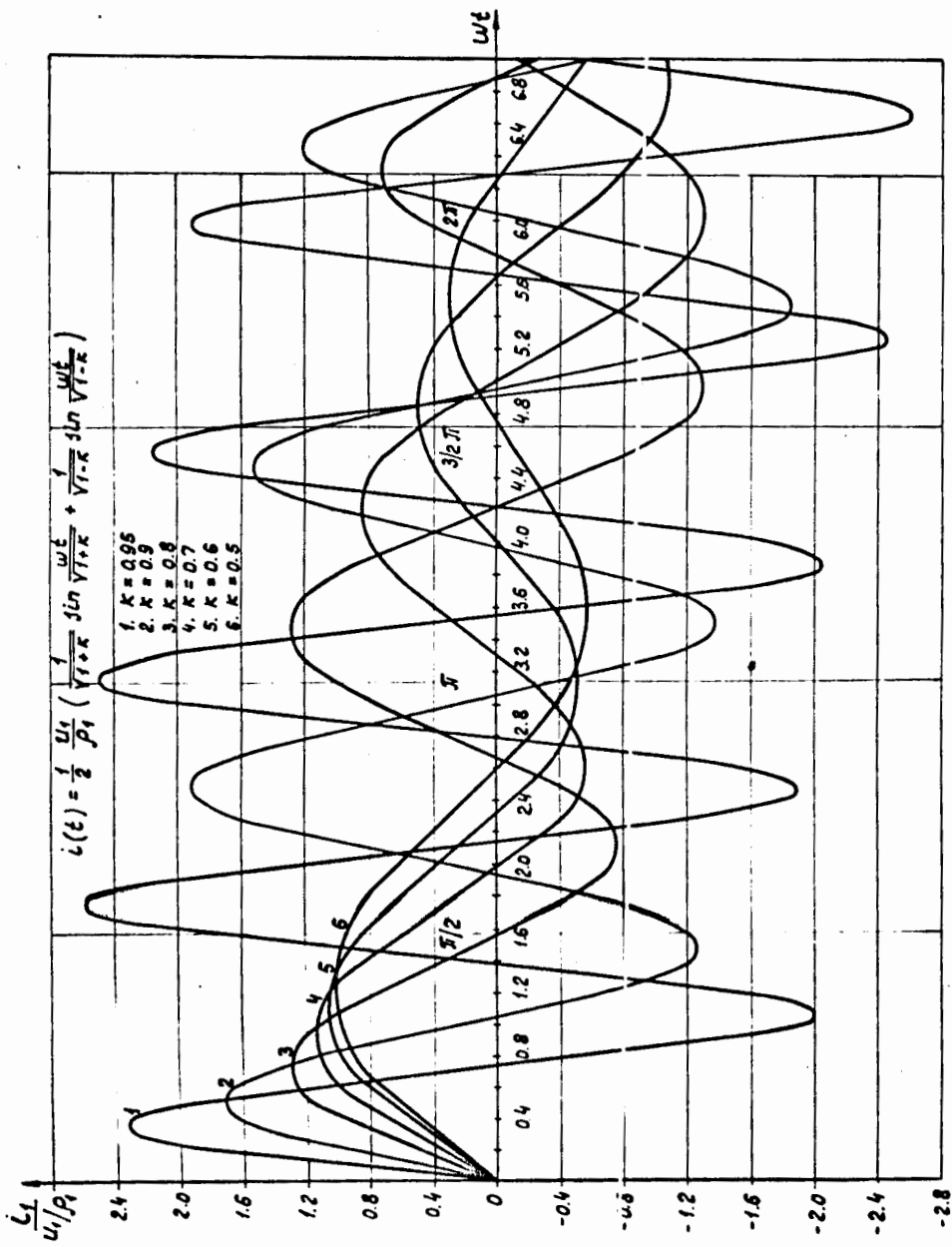


рис. 3.23. График зависимости изменения тока в первичном контуре в относительных единицах для различных значений коэффициентов связи.

и при условии слабого затухания в контурах на выходе получим умножение напряжения в n раз:

Время до максимума напряжения (время задержки- t_3) при слабом затухании в контурах определяется приближенно из (3.28) как:

$$t_3 = t_m \approx \pi \sqrt{L_1 C_1 (1 \pm K)}$$

где "+" соответствует максимуму напряжения на второй полуволне, а "-" - на первой полуволне.

Из рис. 3.22 видно, что при увеличении коэффициента связи увеличивается разнос частот (ω_1, ω_2) и максимум выходного напряжения перемещается на первую полуволну ($K > 0,8$). При этом, соответственно, уменьшается время задержки и увеличивается крутизна выходного напряжения. Однако, следует заметить, что при коэффициентах связи $K \geq 0,9$ резко возрастает амплитуда и крутизна тока в первичном контуре, поэтому при выборе коммутатора в первичном контуре необходимо это учитывать, либо ограничиться разумным коэффициентом трансформации для обеспечения приемлемых крутизн тока в коммутаторе.

Таким образом, на основании расчетов, приведенных в этом параграфе, и справочных данных по собственной и взаимной индуктивностям /29/ можно рассчитать основные элементы конструкции импульсного трансформатора, задаваясь коэффициентом трансформации, амплитудой выходного напряжения и величиной одной из емкостей.

3.3. Влияние индуктивности подводки

В первичный контур в/в импульсного трансформатора помимо индуктивности первичной обмотки входит последовательно соединенные индуктивности коммутатора $L_{ком}$, подводных проводов $L_{п.пр.}$, конденсатора $L_{кон.}$, в дальнейшем называемые индуктивностью подводки

$L_{под.}$ ($L_n = L_{ком} + L_{п.пр.} + L_{кон.}$), которая влияет на коэффициенты связи и трансформации. Определим это влияние. Для этого рассмотрим две эквивалентные схемы трансформатора рис. 3.31а, в одну из которых входят индуктивности подводки.

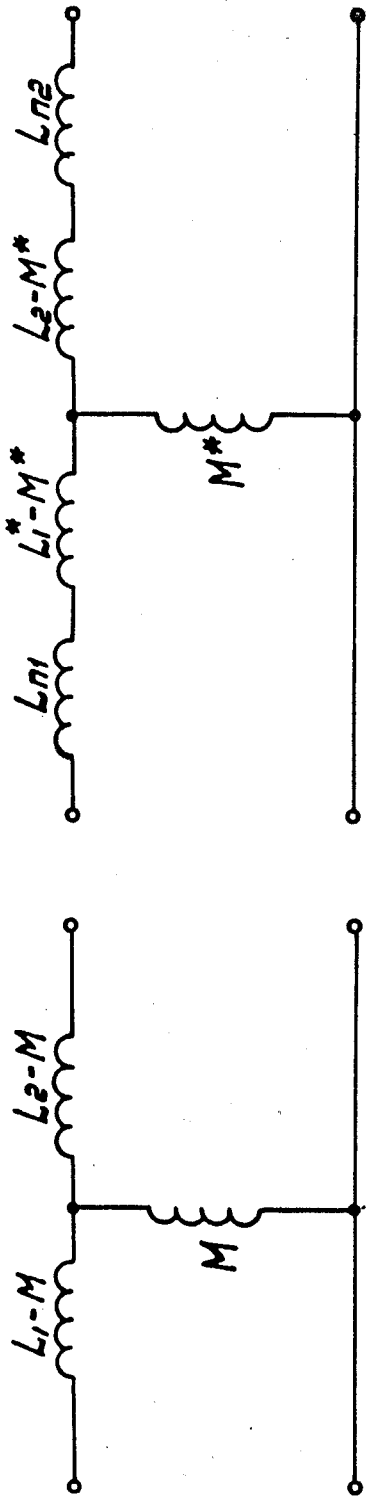
Обходя контуры, получаем

$$L_1 = L_1^* + L_{n1}$$

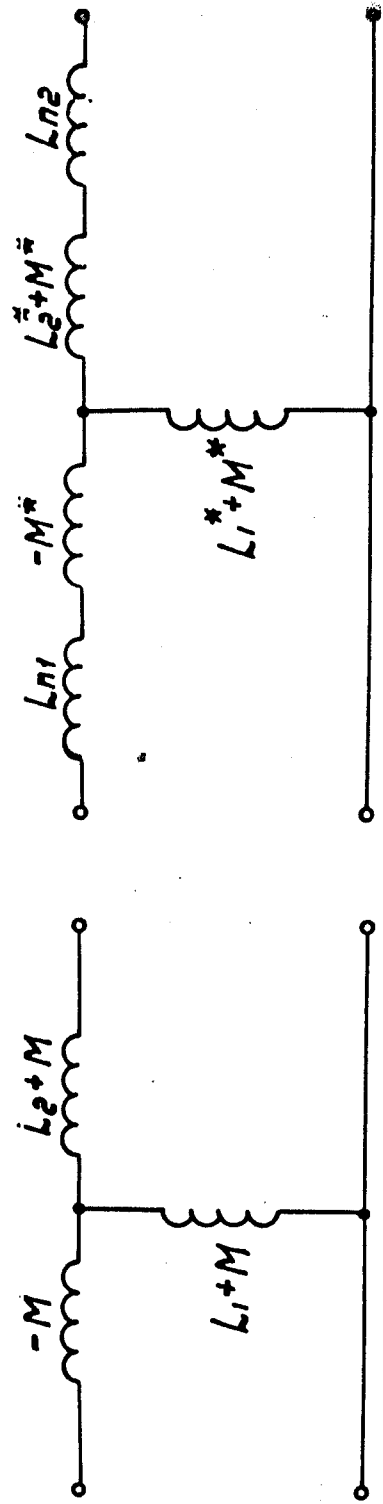
$$L_2 = L_2^* + L_{n2}$$

$$M = M^*$$

(3.31)



а



б

рис.3.31. а) Эквивалентные схемы замещения импульсного трансформатора с учетом индуктивности подводы и без учета её. б) Эквивалентные схемы замещения импульсного автотрансформатора с учетом индуктивности подводы и без учета её.

Коэффициенты связи и трансформации для этих четырехполюсников можно записать как:

$$n^* = \sqrt{\frac{L_2^*}{L_1^*}} \quad \text{и} \quad n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.32)$$

$$K^* = \frac{M^*}{\sqrt{L_1^* L_2^*}} \quad \text{и} \quad K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3.33)$$

Подставляя в (3.32) и (3.33) найденное условие (3.31) и производя простые алгебраические преобразования, получаем:

$$n = n^* \sqrt{\frac{1 + \beta_2^*}{1 + \beta_1^*}} \quad (3.34)$$

$$K = K^* \sqrt{\frac{1}{(1 + \beta_1^*)(1 + \beta_2^*)}} \quad (3.35)$$

где $\beta_1^* = \frac{L_{n1}^*}{L_1^*}$; $\beta_2^* = \frac{L_{n2}^*}{L_2^*}$

При больших коэффициентах трансформации β_2^* можно пренебречь, т.к. $L_{n2} \ll L_2^*$. В этом случае:

$$n = n^* \sqrt{\frac{1}{1 + \beta_1^*}} \quad (3.34)$$

$$K = K^* \sqrt{\frac{1}{1 + \beta_1^*}} \quad (3.35)$$

Из приведенных формул следует, что наличие индуктивности подводки $L_{\text{под}}$ (в основном, индуктивности подводки первичного контура L_{n1}) снижает коэффициенты связи и трансформации и это уменьшение K и n тем больше, чем больше β_1^* , что видно из графика функций $K/K^* = f(\beta_1^*)$ и $n/n^* = f(\beta_1^*)$, приведенным на рис. 3.32. Надо отметить, что в большинстве ГИЗ индуктивность первичной обмотки L_1 мала вследствие малого времени задержки t_3 и, следовательно, для компенсации влияния L_{n1} на K и n необходимо увеличивать коэффициенты связи и трансформации K^* и n^* реальной конструкции в/в импульсного трансформатора, что не всегда достижимо в диапазоне выходных напряжений в сотни киловольт. Поэтому главное внимание при конструировании импульсного трансформатора должно быть обращено к снижению всех паразитных последовательно соединенных индуктивностей.

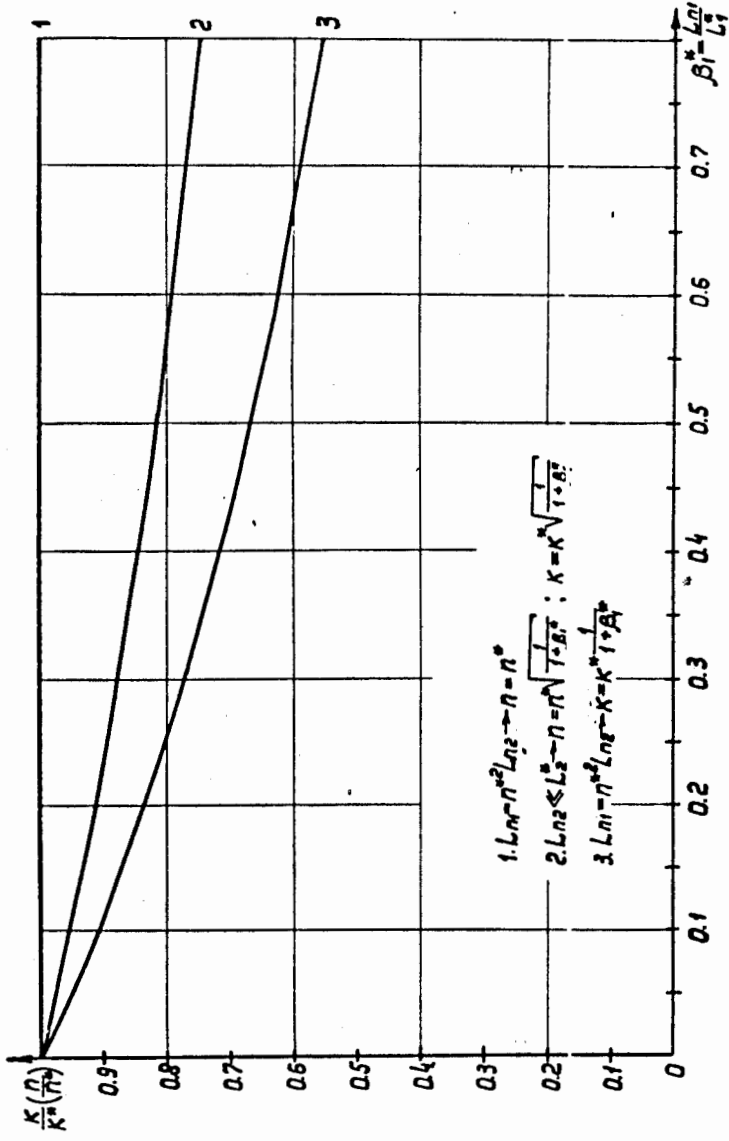


рис.3.32. Влияние индуктивности подводы на коэффициенты связи и трансформации.

В ряде конструкций ИТ, где не требуется высокий коэффициент связи, компенсации уменьшения коэффициента трансформации может быть достигнута выполнением условия:

$$\beta_2^* = \beta_1^* \quad , \quad \text{т.е.} \quad L_{\pi 2} = n^{*2} L_{\pi 1}$$

При этом, как следует из формул (3.34) и (3.35), получаем постоянство коэффициента трансформации и более сильное уменьшение коэффициента связи.

$$n = n^* \quad (3.34)$$

$$K = K^* \frac{1}{1 + \beta_1^*} \quad (3.35)$$

В случае автотрансформаторной связи контуров влияние индуктивности подводки на коэффициенты связи и трансформации выражается более сложными формулами, вследствие наличия электрической связи между магнитно связанными контурами. Определим это влияние.

Аналогично рассмотренному выше случаю чисто трансформаторной связи, рассматривая два четырехполюсника (рис. 3.31б), представляющих эквивалентные схемы замещения автотрансформатора, получаем

$$\begin{aligned} L_1 &= L_1^* + L_{\pi 1} \\ L_2 &= L_2^* + L_{\pi 2} + L_{\pi 1} \\ M &= M^* + L_{\pi 1} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Подставляя найденное условие (3.36) в формулы коэффициентов связи и трансформации и произведя алгебраические преобразования, находим

$$n = n^* \sqrt{\frac{1 + \beta_2^* + \beta_1^*/n^{*2}}{1 + \beta_1^*}} \quad (3.37)$$

$$K = \frac{K^* - \beta_1^*/n^*}{\sqrt{(1 + \beta_1^*)(1 + \beta_2^* + \beta_1^*/n^{*2})}} \quad (3.38)$$

где

$$\beta_1^* = L_{\pi 1}/L_1^* \quad , \quad \beta_2^* = L_{\pi 2}/L_2^*$$

Из формул (3.37) и (3.38) следует, что влияние индуктивности подводки на коэффициент трансформации меньше, а на коэффициент связи больше, чем в случае трансформатора. Но из этого еще не следует однозначного заключения о влиянии индуктивности подводки на "общие" коэффициенты связи и трансформации, учитывающие электрическую связь и определяющиеся по формулам:

$$n_a = \sqrt{1 + 2Kn + n^2} \quad \text{и} \quad n_a^* = \sqrt{1 + 2K^*n^* + n^{*2}}$$

$$K_a = \frac{1 + Kn}{n_a} \quad \text{и} \quad K_a^* = \frac{1 + K^*n^*}{n_a^*}$$

Подставляя в них найденные выше значения K и n и произведя простые алгебраические преобразования, получаем:

$$n_a = n_a^* \mathcal{L} \sqrt{\frac{1}{1 + \beta_i^*}} \quad (3.39)$$

$$K_a = K_a^* \frac{1}{\mathcal{L}} \sqrt{\frac{1}{1 + \beta_i^*}} \quad (3.40)$$

где

$$\mathcal{L}^2 = 1 + \frac{n^{*2}}{n_a^{*2}} \beta_2^*$$

При больших коэффициентах трансформации $\beta_2^* \rightarrow 0$, т.е. $\mathcal{L} = 1$ и формулы (3.39) и (3.40) преобразуются в следующий вид:

$$n_a = n_a^* \sqrt{\frac{1}{1 + \beta_i^*}} \quad (3.39')$$

$$K_a = K_a^* \sqrt{\frac{1}{1 + \beta_i^*}} \quad (3.40')$$

Сравнивая (3.34) и (3.35) с (3.39') и (3.40') можно сделать вывод, что при больших коэффициентах трансформации влияние индуктивности подводки первичного контура на коэффициенты связи и трансформации одинаково как в случае трансформаторного включения обмоток, так и в случае автотрансформаторного их включения и это влияние можно оценить по графику, приведенному на рис. 3.32. Но при небольших коэффициентах трансформации, когда влиянием подводки вторичного контура L_{n2} нельзя пренебречь, влияние L_{n1} и L_{n2} на коэффициенты связи и трансформации для автотрансформаторного включения обмоток проявляется в более сложной зависимости, чем для трансформаторного включения и это влияние следует определять по более общим формулам (3.39) и (3.40).

3.4. Выводы

Основные полученные результаты можно сформулировать следующим образом:

I. Как следует из анализа формулы выходного напряжения ИТ,

требуемую задержку ($t < 500\text{нс}$) в системе высоковольтного импульсного питания стримерной камеры возможно обеспечить при высоких коэффициентах связи (рабочая область на I-ой полуволне) при реальных значениях L и C первичного контура. При этом наблюдаются потери выходного напряжения по сравнению со случаем $K = 0,6$, где без учета затухания в контурах выходное напряжение достигает максимально возможной величины $U_{2m} = nU_1$. Но в реальной цепи неизбежное наличие активного сопротивления снижает добротность контуров и к моменту достижения 2-го максимума напряжения затухание может быть значительным, поэтому можно считать, что работа ИТ с $K \geq 0,9$ и $K = 0,6$ эквивалентны по отношению к потерям выходного напряжения.

2. Следует отметить, что при высоких коэффициентах связи $K \geq 0,9$ резко возрастают крутизны тока в первичном контуре, что необходимо учитывать при выборе коммутатора.

3. Рост тока приведет к увеличению падения напряжения на искре коммутатора и, следовательно, к увеличению затухания выходного напряжения, для компенсации которого необходимо увеличивать волновое сопротивление контура, что не всегда выполнимо из-за ограничения по времени задержки импульса при требуемом коэффициенте связи.

4. Таким образом, высокий коэффициент связи, малые времена задержки и небольшие потери выходного напряжения — взаимосвязанные и противоречивые параметры, оптимальный вариант выбора которых требует экспериментального уточнения.

5. Для получения высокого коэффициента связи необходимо снизить до минимума индуктивность рассеяния, а, следовательно, нужно уменьшать межизоляцияционные расстояния и поэтому проблема высоковольтной изоляции при конструировании ИТ с высоким K является доминирующей и требует экспериментального моделирования и проверок.

6. При небольших коэффициентах трансформации, (например, заряд ДФЛ от генератора Маркса) при автотрансформаторном включении обмоток коэффициент электромагнитной связи K может быть небольшим, хотя общий коэффициент связи K_a может при этом достигать высоких значений, что облегчает выбор конструкции обмоток и условия их изготовления.

7. Малое время задержки импульса, требуемое от генераторов импульсного заряда ДФЛ, означает, что первичная индуктивность ИТ

будет мала. Кроме того, на высоких частотах, наблюдаемых при большом коэффициенте связи, возрастает влияние электромагнитного экрана конструкции ИТ, приводящего к увеличению потерь напряжения и к снижению индуктивностей обмоток. Вследствие этого существенную роль начинают играть "паразитные" индуктивности контуров, приводящие к снижению коэффициентов связи и трансформации, а значит необходимо иметь низкоиндуктивный блок питания первичной обмотки и стараться снизить до предела индуктивности накопителей и коммутаторов в системе, либо скомпенсировать влияние L_n увеличением K^* и N^* реальной конструкции ИТ, что, как отмечалось выше, является сложной технической задачей.

8. С целью уменьшения потерь напряжения необходимо увеличивать добротность контуров и уменьшать влияние экранирования конструкции.

Итак, в общем, применение высоковольтного импульсного трансформатора в системе питания стримерной камеры представляется возможным, но требует экспериментальных проверок на моделях ИТ с целью подтверждения и уточнения полученных выводов.

4. Экспериментальное исследование импульсного трансформатора

4.1. Методика эксперимента

Из выводов теоретической части следует, что при создании высоковольтного ИТ для ГИЗ двойной формирующей линии в системе питания стримерной камеры требуется конструкция трансформатора с высоким коэффициентом связи.

С целью выяснения возможности получения максимального коэффициента связи рассматривались различные типы обмоток ИТ, причем модели трансформатора выполнялись с учетом требований к реальной конструкции ИТ, но при уменьшенных размерах (приблизительно в масштабе 1:10). Полученные результаты можно в первом приближении перенести на реальные конструкции, т.к. коэффициент связи зависит лишь от взаимного расположения обмоток и соотношений их геометрических размеров, но окончательные выводы следует производить после опытов на высоком напряжении.

Измерение индуктивностей и емкостей производилось прибором "Измеритель индуктивностей и емкостей высокочастотный" типа Е12-1А. Этот прибор имеет следующие паспортные погрешности измерений:

1. при измерении индуктивностей -

а) $\pm(0.025L_x + 2K)\text{мкГ}$ - в I-ом поддиапазоне, начиная с 1мкГ до 10мкГ ;

б) $\pm(0.015L_x + 2K)\text{мкГ}$ - с 10мкГ и выше,

где L_x - измеренная индуктивность в мкГ ;

K - множитель (0,01; 0,1; 1; 10; 100);

в) измерение индуктивностей меньше 1мкГ по точности не гарантируются и носят сравнительный характер.

2. При измерении емкостей -

а) $\pm(0.05C_x + 0.1)\text{пФ}$ - в диапазоне от 1 до $2,5\text{пФ}$;

б) $\pm(0.05C_x + 0.05)\text{пФ}$ - в диапазоне от $2,5$ до 10пФ ;

в) $\pm(0.005C_x + 0,4)\text{пФ}$ - в остальном диапазоне,

где C_x - измеренная емкость в пФ .

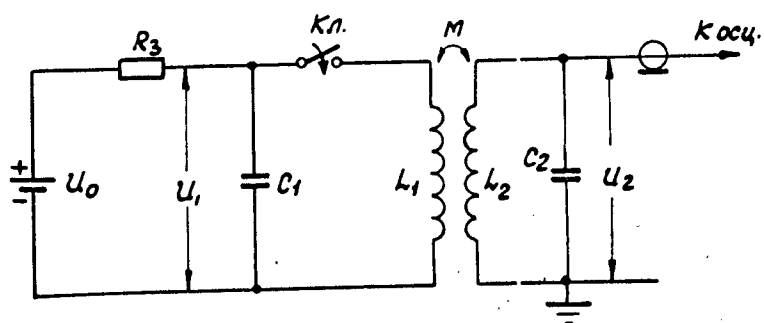
По приведенным погрешностям измерения видно, что в случае небольших индуктивностей ($L < 1\text{мкГ}$) ошибка в измерениях может достигать значительных величин и в этом случае необходимо производить уточнение результатов по картине переходного процесса в схеме с ИТ.

Моделирование переходного процесса производилось по электрической схеме, изображенной на рис. 4.11а.

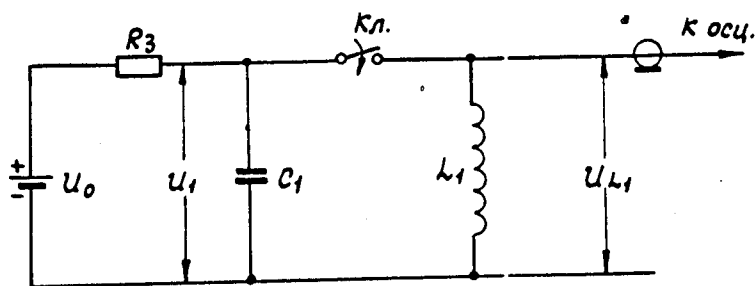
От источника постоянного напряжения (УИП-10 или БСУ) через зарядное сопротивление $R_3 = 100\text{кОм}$ заряжается емкость C_1 и при замыкании ключа K (кнопка или реле РЭС-10) последняя разряжается на первичную обмотку трансформатора. Возникающие в первичном контуре колебания трансформируются во вторичный контур, с емкости которого C_2 снимается исследуемое выходное напряжение на осциллограф О5А-601.

Затухание в контурах исследовалось по схеме 4.11б. Здесь снималась осциллограмма напряжения лишь с первого контура, т.к. при больших коэффициентах трансформации влияние вторичного контура на затухание колебаний незначительно.

По осциллограммам выходного напряжения определялось соответствие коэффициентов связи и трансформации, измеренные прибором Е12-1А и наблюдаемого по картине переходного процесса, оценивались влияние индуктивности подводки на K и Π и влияние затухания в контурах, определялись потери напряжения.



а



б

рис.4.II. а) Схема моделирования переходных процессов в ИТ .
 б) Схема моделирования переходных процессов в первичной обмотке ИТ .

4.2. Выбор конструкции ИТ с высоким коэффициентом связи

Коэффициент связи определяется, в основном, взаимным расположением обмоток трансформатора и соотношениями их геометрических размеров. С этой целью исследовались следующие типы обмоток моделей ИТ .

1. Обмотки трансформатора выполненные в виде соленоида.
2. Обмотки выполненные в виде катушек прямоугольного сечения.
3. Обмотки выполненные в виде плоских дисковых катушек.

Эти типы обмоток моделей ИТ исследовались в трансформаторном и автотрансформаторном режимах включения контуров.

Типы обмоток изображены на рисунках и сведены в таблицы 4.21 (трансформаторный режим) и 4.22 (автотрансформаторный режим), в которых приведены значения коэффициентов связи и трансформации, которые они обеспечивают при данных соотношениях геометрических размеров.

Как уже упоминалось, модели выполнены в уменьшенном виде, а геометрические размеры выбирались исходя из требований по электрической прочности и габаритам к реальной конструкции ИТ.

Из таблицы 4.21 видно, что высокий коэффициент связи могут обеспечить конструкции ИТ, выполненные из обмоток в виде соленоида или в виде плоских катушек, причем в случае соленоида получили более высокий коэффициент связи, чем в случае плоских катушек. Но при других соотношениях размеров у обмоток типа плоских катушек коэффициент связи может достигать высоких значений и даже превышать полученные значения для обмоток типа соленоид. /29/ .

В случае автотрансформатора, как следует из таблицы 4.22, высокий коэффициент связи может обеспечить короткий соленоид. Высокий коэффициент связи получился и в катушках прямоугольного сечения, но при заниженном значении изоляционных расстояний.

Таблица 4.2I.


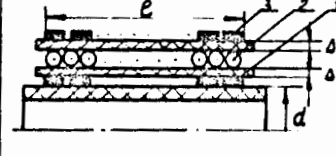
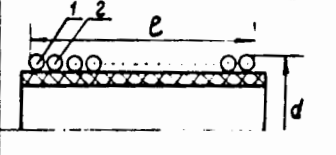
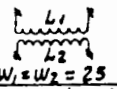
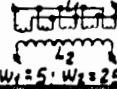
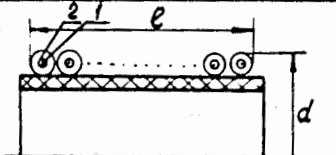
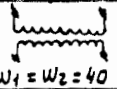
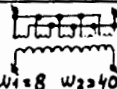
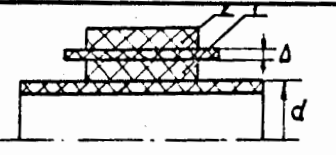
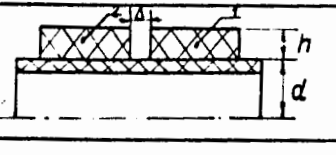
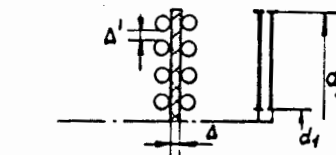
Nn n/n	Конструкция модели	L ₁	L ₂	L _{соед.}	L _{вст.}	ч	к	п	Примечание (Размеры в мм)
		мкг	мкг	мкг	мкг	мкг	-	-	
1		2,6	69	91	54	3,25	0,69	5,15	1. w ₁ = 12 фольга: 5 × 1 мм ² 2. w ₂ = 54 провод в изо- ляции l = 120 d = 45 φ пр = 2,2 мм Δ = 6 φ ж = 0,1
2		11	69	128	34	3,5	0,85	2,5	1 и 3 соедине- ны последо- вательно w ₁ = 10 w ₂ = 54 Δ ₂ = 4 l = 120 Δ ₁ = 5
		2	69	85	45	10	0,83	5,9	1 и 3 соедине- ны паралле- льно w ₁ = 10 w ₂ = 54 d = 45
3		10,6	10,5	40,7	7,2	8,4	0,8	1	 l = 122 d = 50,5 φ пр = 2,25 1 и 2 - провод в изоляции
		0,56	10,4	14,8	7,3	1,9	0,785	4,35	 w ₁ = 5; w ₂ = 25
4		30,8	30,9	117,5	2,76	28,7	0,93	1	 Каждый: PK-75-1,5-11 1 - жила 2 - оплетка w ₁ = w ₂ = 40 l = 103 d = 52 φ к = 2,5
		1,4	35	51	25	6,5	0,92	5	 w ₁ = 8 w ₂ = 40
5		1,57	3,46	6,95	3,1	0,96	0,42	1,5	1. Фольга: 28 × 0,2; w ₁ = 5 2. Фольга: 18 × 0,2; w ₂ = 15 d = 34 Δ = 9
6		1,44	3,1	5,7	3,6	0,53	0,25	1,4	1. Фольга: 28 × 0,2; w ₁ = 5 2. Фольга: 18 × 0,2; w ₂ = 8 d = 50; h = 4; Δ = 6
7		2,3	2,7	7,6	2,4	1,3	0,52	1,1	II w ₁ = 9 II w ₂ = 17 d ₁ = 15 d ₂ = 65 φ пр = 2,44
		2,2	6,46	13,4	3,1	2,4	0,64	1,7	III w ₁ = 9 III w ₂ = 17 Δ = 1 ÷ 2 мм Δ' = 1 мм

Таблица 4.22.

NN п/п	Конструкция модели	L ₁ МКГ	L ₂ МКГ	L ₁₂ МКГ	M МКГ	K	K'	n	n'	Примечание (Размеры в мм)
1		19,75	22,22	48,45	3,24	0,154	0,74	1,07	1,57	$b=128$ $b_1=64$ $d=50$ $w_1=28$ $w_2=27$ $w_{12}=55$ $b_1 > d$
		8,45	34,66	48,4	2,62	0,152	0,54	2	2,4	$b=128$ $b_1=31$ $\Delta=1,5$ $w_{12}=55$ $w_1=14$ $w_2=41$ $\phi_{np}=2,2$
2		5,02	7,64	16,5	1,92	0,31	0,8	1,24	1,73	$b=25$ $w_1=12$ $w_2=16$ $b_2=14$ $d=30$ $b < d$
		6,3	6,7	17,5	2,25	0,35	0,82	1,03	1,67	$w_1=13$ $w_2=14$ $b_2=13$ $\Delta=1,5$ $\phi_{np}=2,2$
3		1,5	12,5	16,5	1,25	0,29	0,56	~2,9	3,3	$w_1=3$ $b_1=3$ $w_2=25$ $b_2=22$
		1,23	1,27	3,314	0,407	0,34	0,83	~1,02	1,62	Формата: 18x0,2; $\Delta_{max}=0,3$ $w_1=7$ $w_2=8$ $\Delta=24$ $d_2=36$
		1,138	1,14	3,35	0,534	0,45	0,85	1	1,7	$w_1=w_2=4$ $d_1=49$ $d_2=55$ Формата: 28x0,2; $\Delta_{max}=0,3$
4		0,67	2,027	3,35	0,33	0,3	0,65	1,73	2,33	$w_1=2$ $w_2=6$ $d_1=49$ $\Delta=0,3$ $d_2=55$ Формата: 28 x 0,2
		0,7	1,3	2,5	0,25	0,26	0,78	1,36	1,73	$d_1=20$ $d_2=65$ $w_1=4$ $\Delta=2,0$ $w_2=4$ $\phi_{np}=2,44$

4.2. Моделирование переходных процессов

Из результатов предыдущего параграфа следует, что высокий коэффициент связи обеспечивают следующие конструкции ИТ:

1) в трансформаторном режиме -- длинный соленоид и плоские катушки;

2) в автотрансформаторном режиме -- короткий соленоид.

Результаты подробного исследования этих моделей приводятся ниже.

А. Длинный соленоид ($l > d$)

Исследовались два вида модели ИТ типа соленоид:

1. Обмотка выполнена из провода в изоляции.

2. Обмотка выполнена из радиочастотного кабеля.

Вначале исследовались переходные характеристики при одинаковой геометрии первичной и вторичной обмоток. Затем конструкция несколько видоизменялась. Первичную обмотку разделяли на 5 частей, которые соединяли параллельно; вторичная обмотка оставалась без изменений. Тем самым достигался необходимый коэффициент трансформации.

Конструкции ИТ такого типа изображены на рис. 3 и 4 в таблице 4.2I. Осциллограммы выходного напряжения для трансформатора с обмотками из изолированного провода приведены на рис. 4.3I, а для трансформатора с обмотками из коаксиального кабеля -- на рис. 4.32. На этих графиках кривые 1 -- теоретические, а кривые 2 -- экспериментальные. Теоретические кривые получены в результате расчетов на ЭВМ ТРА-100I по формуле (3.28) при тех же параметрах LC -- контуров и сняты с дисплея в том же масштабе, что и осциллограммы.

Различие в амплитуде между экспериментальными и теоретическими кривыми можно объяснить с одной стороны сильным затуханием колебаний после первой полуволны. С этой целью были рассмотрены затухания колебаний в первичном контуре для обоих типов трансформатора.

Как видно из графиков рис. 4.33, затухания в первичном контуре трансформаторов значительны, причем в трансформаторе с обмотками из коаксиального кабеля затухание происходит быстрее.

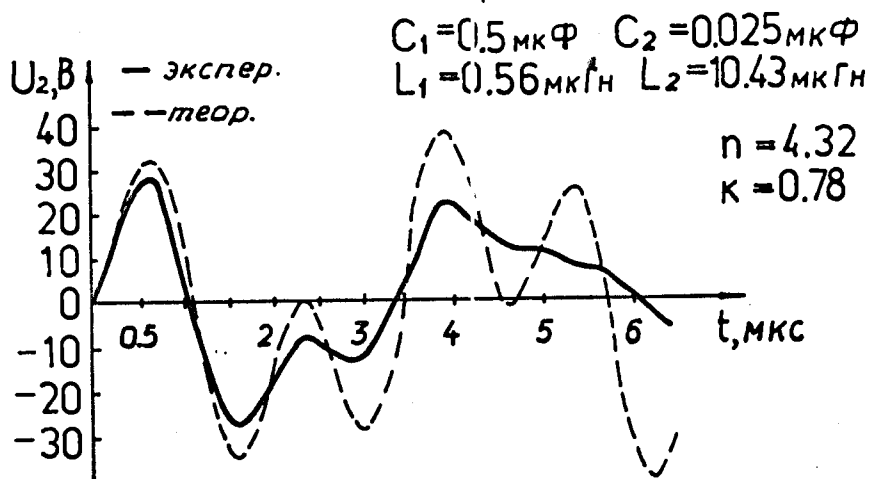
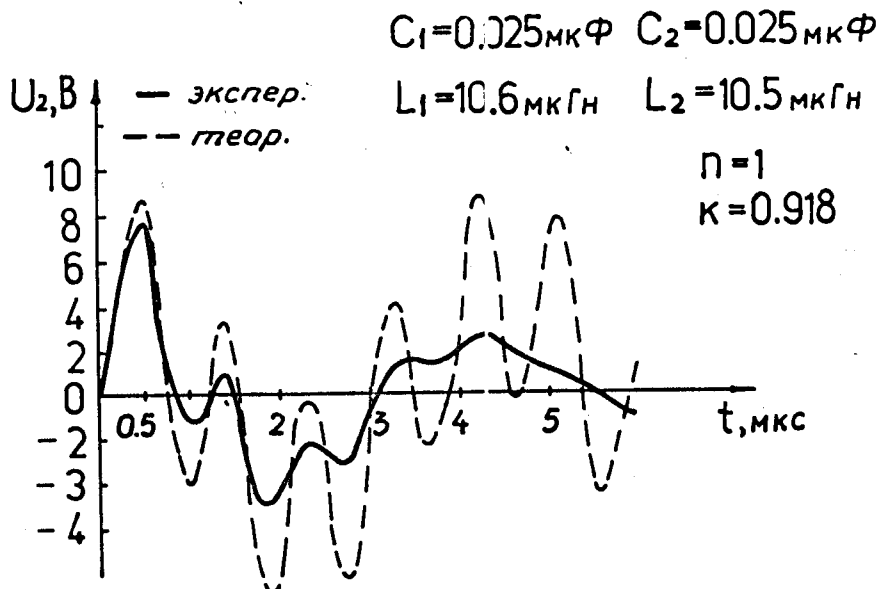


рис.4.31. Осциллограммы напряжения на вторичной обмотке ИТ выполненного в виде однослойного соленоида с обмотками из изолированного провода: а) $n=1$
б) $n=4,32$

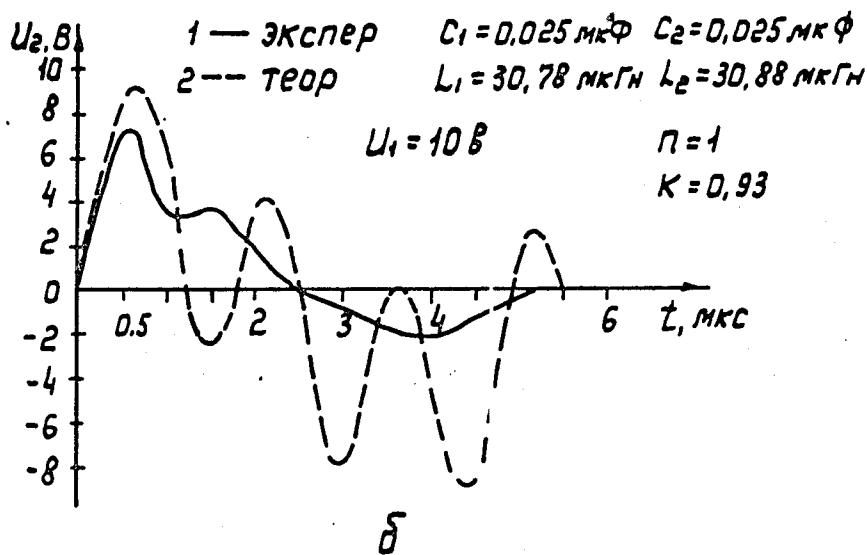
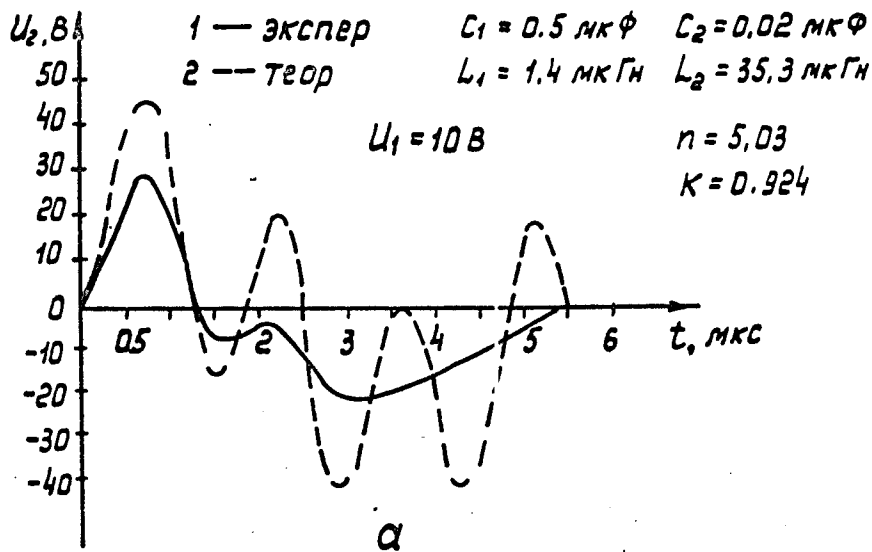


рис. 4.32. Осциллограммы напряжения на вторичной обмотке ИТ выполненного в виде однослойного соленоида с обмотками из коаксиального кабеля: а) $n=5$
 б) $n=1$

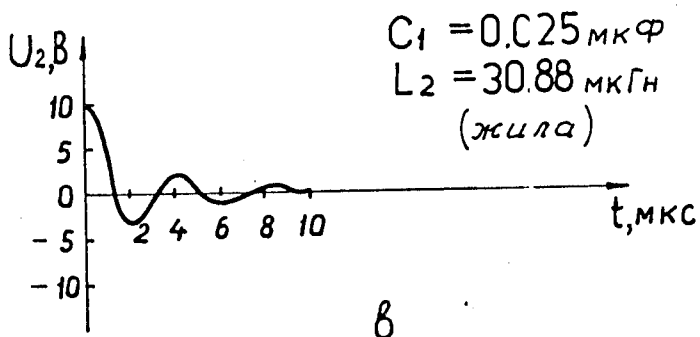
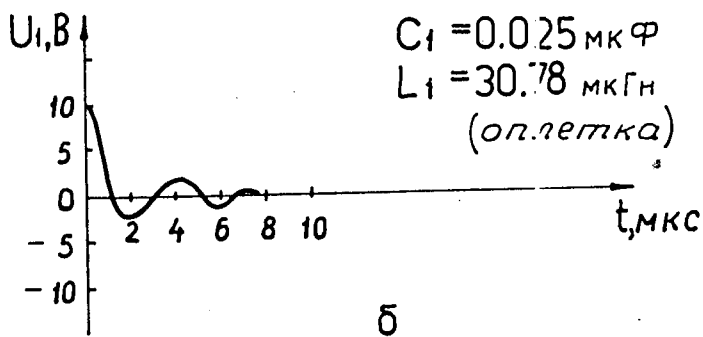
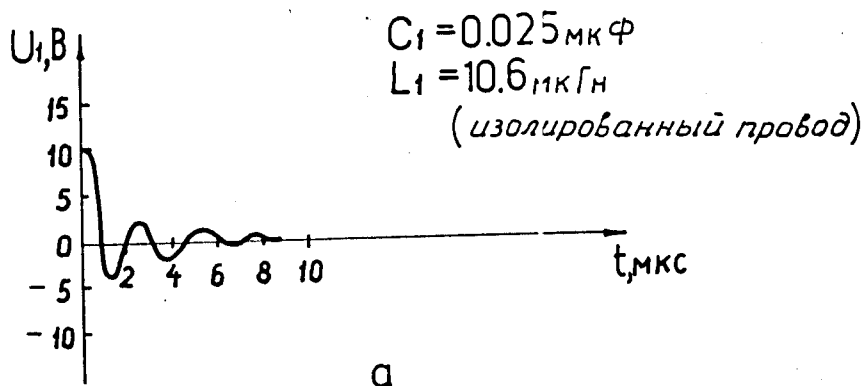


рис.4.33. Осциллограммы затухания напряжения в первичном контуре ИТ выполненного в виде однослойного соленоида с обмотками:

- а) из изолированного провода;
- б и в) из коаксиального кабеля – первичной обмоткой служит оплетка и жила соответственно.

С другой стороны можно рассмотреть влияние индуктивности под-
водки на коэффициенты связи и трансформации, которые определяют
время задержки и амплитуду выходного напряжения.

Из рис. 4.33, зная период колебаний, можно определить индук-
тивность подводки, например, для трансформатора с обмотками из изо-
лированного провода:

$$L_1 = L_1^* + L_m = \frac{T^2}{4\pi^2 C_1} = 0.56 \text{ мкГ}$$

$$L_m = L_1 - L_1^* = 0.56 - 0.36 = 0.2 \text{ мкГ}$$

$$\beta_1^* = \frac{L_m}{L_1^*} = 0.557$$

Из графика рис. 3.32, для $\beta_1^* = 0.557$ находим значение $\frac{K}{K^*} \left(\frac{n}{n^*} \right)$,
показывающее во сколько раз коэффициенты связи и трансформации с
учетом индуктивности подводки меньше таковых без учета индуктивнос-
ти подводки. Для нашего примера это значение равно ~ 0.8 . Тогда
значение коэффициента связи без учета L_m будет:

$$K^* = \frac{K}{0.8} = \frac{0.76}{0.8} = 0.95$$

а значение коэффициента трансформации:

$$n^* = \frac{n}{0.8} = \frac{4.32}{0.8} = 5.35$$

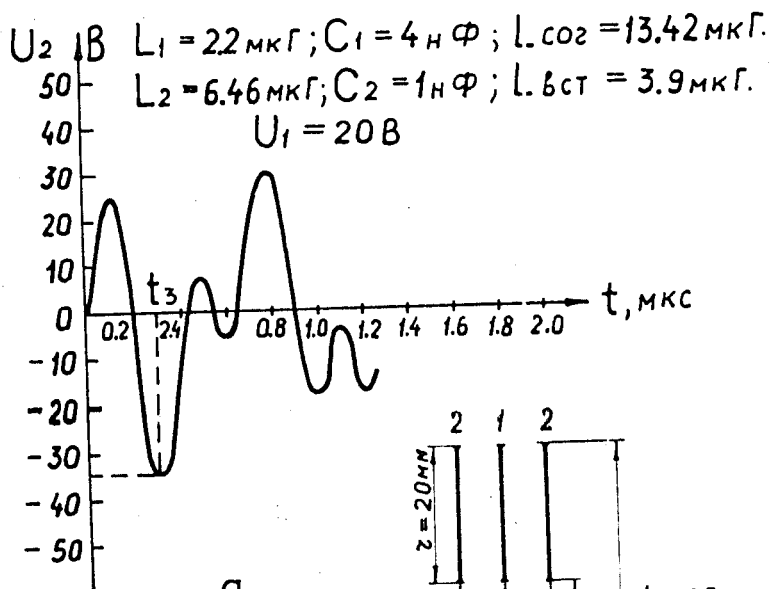
что в пределах ошибок измерений совпадает с расчетными значениями.

Незначительное изменение в K и n при секционировании трансфор-
матора с обмотками из коаксиального кабеля объясняется небольшим
влиянием L_m , т.к. β_1^* в этом случае составляет лишь 0,1 и разли-
чие в K и K^* , n и n^* мало, как видно из графика рис. 3.32.

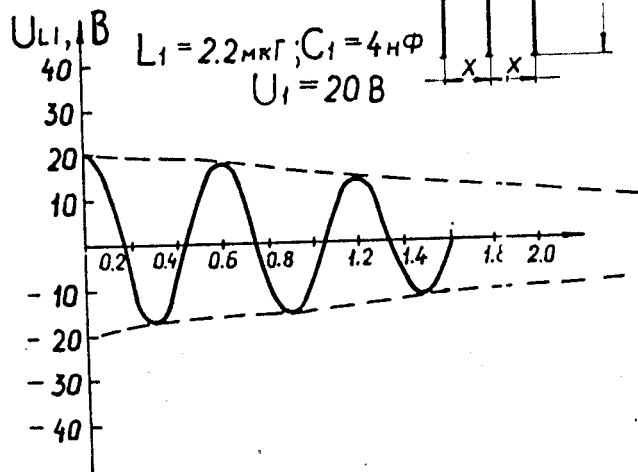
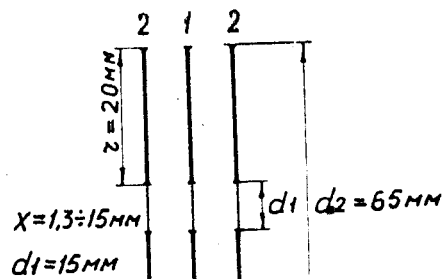
Итак, при использовании трансформатора в виде соленоида сле-
дует уделять особое внимание на добротность первичного контура (с
этой т.з. использование провода в изоляции предпочтительнее, чем ко-
аксиального кабеля) и к сведению к минимуму индуктивности подводки
первичного контура.

Б. Трансформатор в виде плоских катушек

Такой тип модели ИТ изображен на рис. 4.34. Катушки (обмотки)
трансформатора были изготовлены из медного провода диаметром
 $\phi_{пр} = 2,44 \text{ мм}$, свернутого в спираль Архимеда с шагом $P = 4 \text{ мм}$. На этом



а



б

рис.4.34. Осциллограммы напряжения на вторичной обмотке (а) и затухания напряжения в первичном контуре (б) ИТ выполненного в виде плоских катушек.

же рисунке (рис. 4.34а) приведена осциллограмма выходного напряжения, из которой видно, что коэффициент связи в данной модели равен $K = 0,65$ при приведенных соотношениях размеров катушек. Теоретически коэффициент связи в таких конструкциях обмоток может достигать очень высоких значений ($K \rightarrow 1$ без учета толщины обмоток), что нетрудно показать, используя формулы для собственной и взаимной индуктивности плоских катушек ^{/29/}:

$$L = \frac{\mu_0}{8\pi} \omega^2 d \Psi \quad (4.31)$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \omega_1 \omega_2 d \Phi \quad (4.32)$$

где ω - число витков катушки; $d = \frac{d_1 + d_2}{2}$ - её средний диаметр;

Ψ и Φ - табличные функции в зависимости от геометрических размеров катушек

$$\Psi = f(\rho = r/d) \quad \text{и} \quad \Phi = f(\rho = \frac{r}{d}, \xi = X/d)$$

Очевидно, что наибольший коэффициент связи обеспечат катушки одинаковых размеров $d_{cp1} = d_{cp2}$. Тогда коэффициент связи равен:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{2\Phi}{\Psi} \quad (4.33)$$

Расчет Φ и Ψ можно произвести по формулам, приведенным в ^{/29/}. С помощью ЭВМ ТРА-1001 удалось облегчить расчет, результат которого в виде графика зависимости коэффициента связи от геометрических размеров катушек приведен на рис. 4.35.

Из графика видно, что коэффициент связи возрастает при увеличении среднего диаметра катушек d и при уменьшении расстояния между ними X и при определенных соотношениях размеров катушек, которые выдерживаются в реальных конструкциях ИТ, может достигать высоких значений $K > 0,9$.

Коэффициент связи исследуемой модели, как следует из приведенного графика $K = f(\rho; \xi)$, должен достигать $K_T \approx 0,8$. Различие в наблюдаемом на осциллограмме коэффициенте связи $K_s \approx 0,65$ и расчетном $K_T = 0,8$ можно объяснить влиянием индуктивности подводки и тем, что при расчете не учитывалась толщина обмоток, которая в модели превышает толщину межобмоточной изоляции ($\phi_{np} = 2,44 \text{ мм} > X = 1,5 \text{ мм}$) и

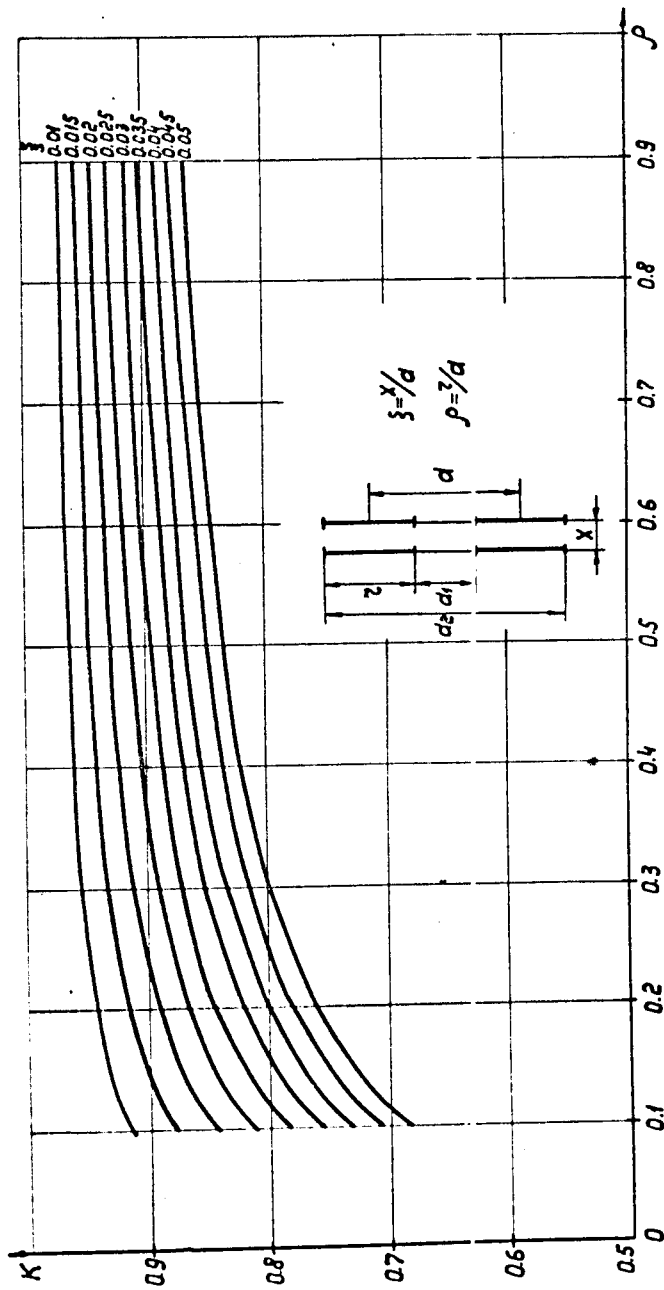


рис.4.35. График зависимости коэффициента электромагнитной связи от соотношений геометрических размеров и толщины изоляции для плоских катушек.

поэтому применение формулы (4.33) для расчета коэффициента связи ведет к значительной ошибке. Расхождение в измеренном и наблюдаемом коэффициенте трансформации объясняется влиянием индуктивности подводки и затуханием в контурах. Следует отметить, что добротность плоских катушек выше добротности соленоида, что видно из сравнения затухания в первичных обмотках плоской катушки (рис. 4.34б) и соленоида (рис. 4.33).

Таким образом, сравнивая соленоид и плоские катушки, можно заключить, что реальная реализация конструкции ИТ предпочтительнее для последнего типа. Во-первых, из-за простоты изготовления и меньших габаритов; во-вторых, из-за меньших потерь напряжения вследствие большей добротности контура и в третьих и в основном, из-за реального решения проблемы изоляции, которая для исследуемого типа соленоида трудноразрешима при высоких значениях выходного напряжения.

Ш. Короткий соленоид

При автотрансформаторном способе включения обмоток исследовалась модель короткого соленоида, способного обеспечить высокий коэффициент связи при определенных соотношениях размеров соленоида, как это видно из графиков (рис. 4.36; 4.37; 4.38), заимствованных из работы /30/.

На рис. 4.39 изображены осциллограммы переходного процесса, из которых видно какой коэффициент связи может обеспечить соленоид с приведенными размерами. Можно заметить, что хотя коэффициент электромагнитной связи небольшой ($0,25 \pm 0,4$), общий коэффициент связи при небольших N возрастает за счет дополнительной электрической связи до $0,9$. Данная модель характерна тем, что изменяя положение его отвода можно сократить время задержки при небольшом N_a или увеличить $U_{гт}$ при соответственном увеличении t_z , работая на второй полуволне.

Из приведенных результатов следует, что короткий соленоид наиболее выгодно применять при небольших коэффициентах трансформации.

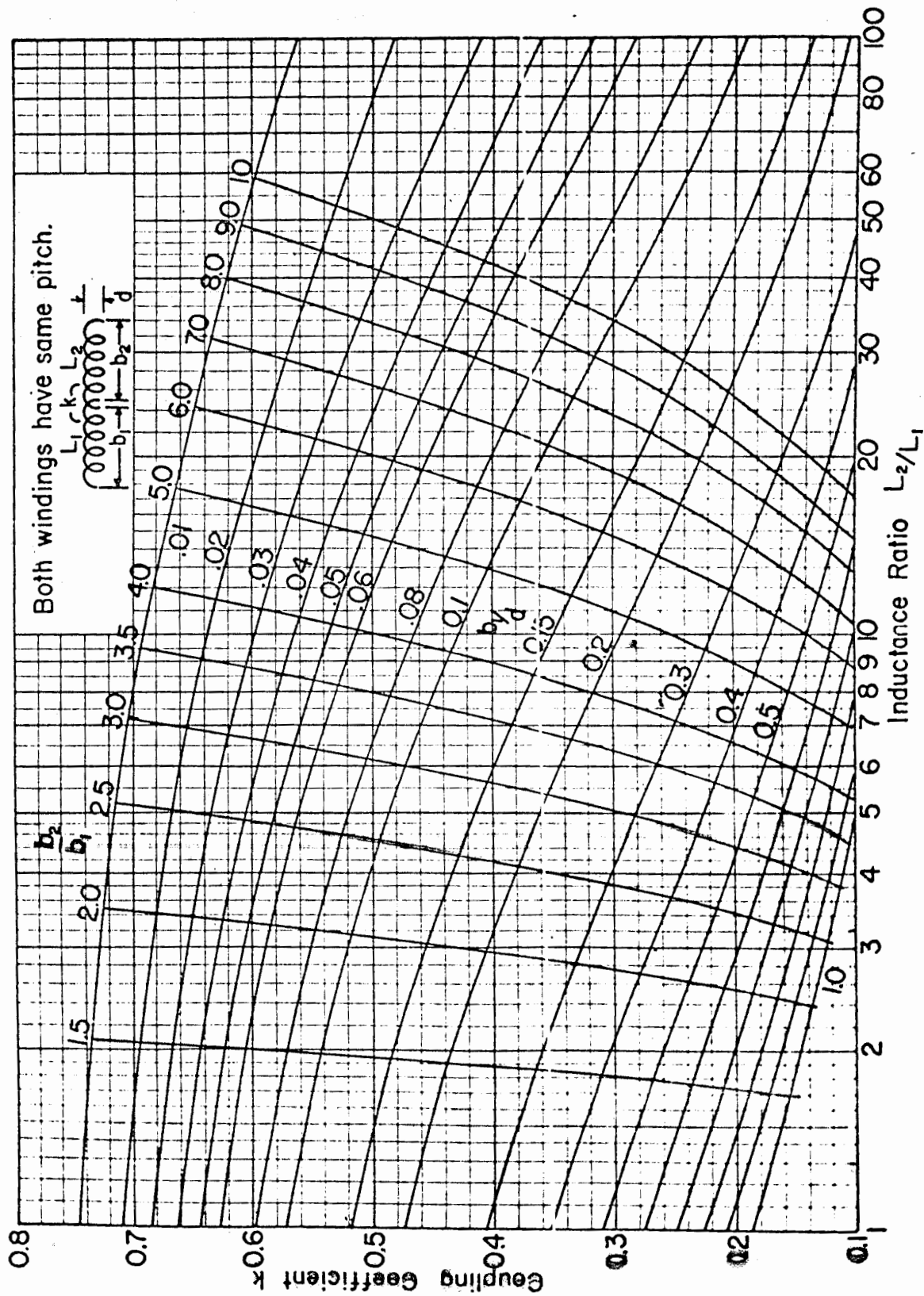


рис.4.36. График для выбора геометрических отношений размеров однослойного соленоида, используемого в качестве трансформатора при заданных коэффициентах связи и трансформации.

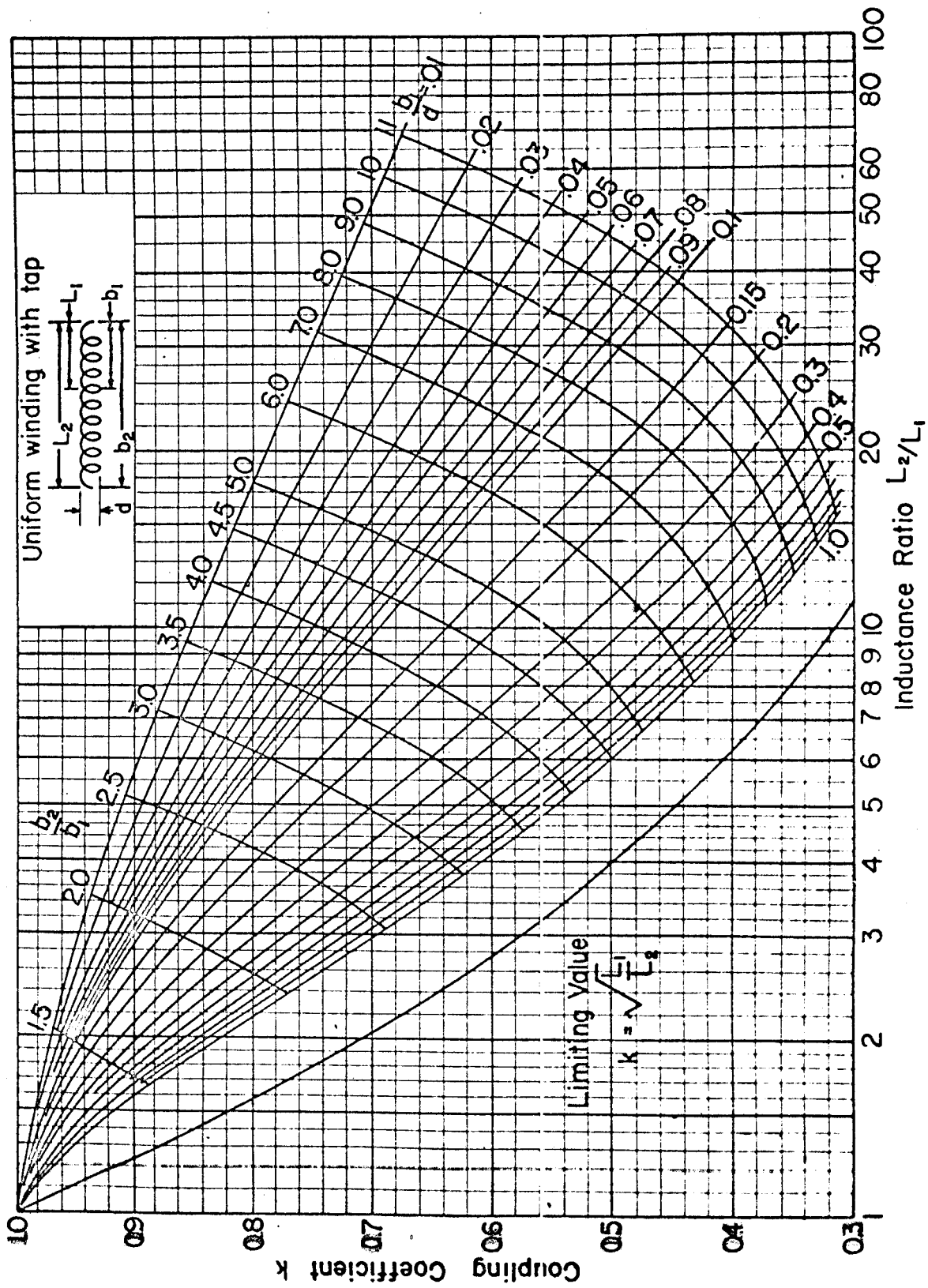


рис.4.37. График для выбора геометрических отношений размеров однослойного соленоида, используемого в качестве автотрансформатора при заданных коэффициентах связи и трансформации.

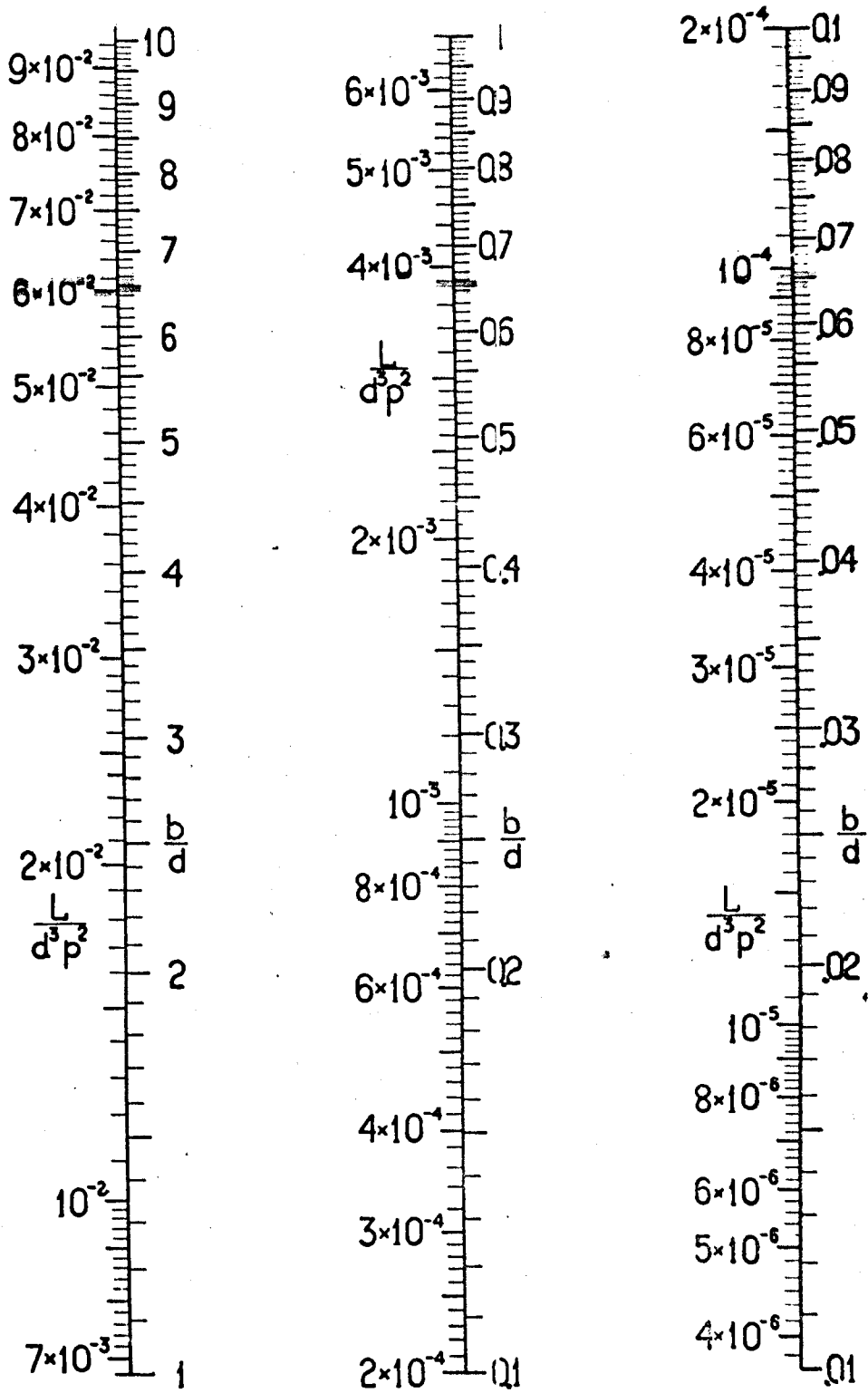
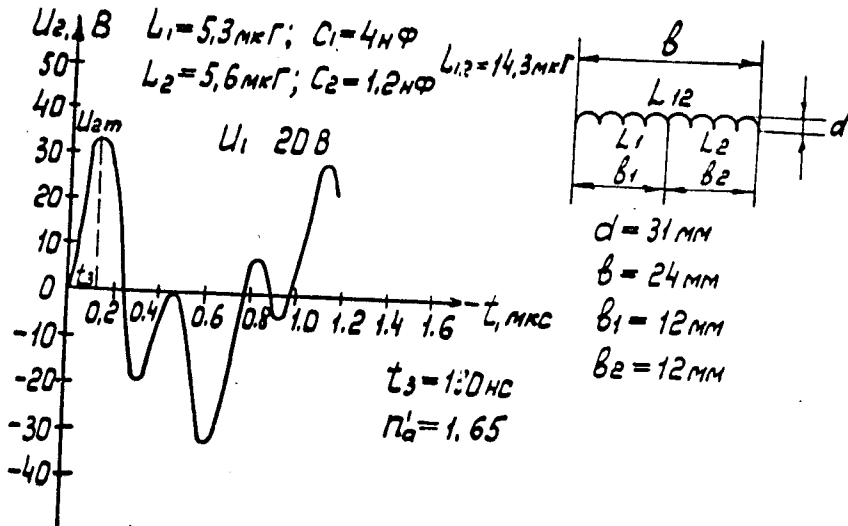
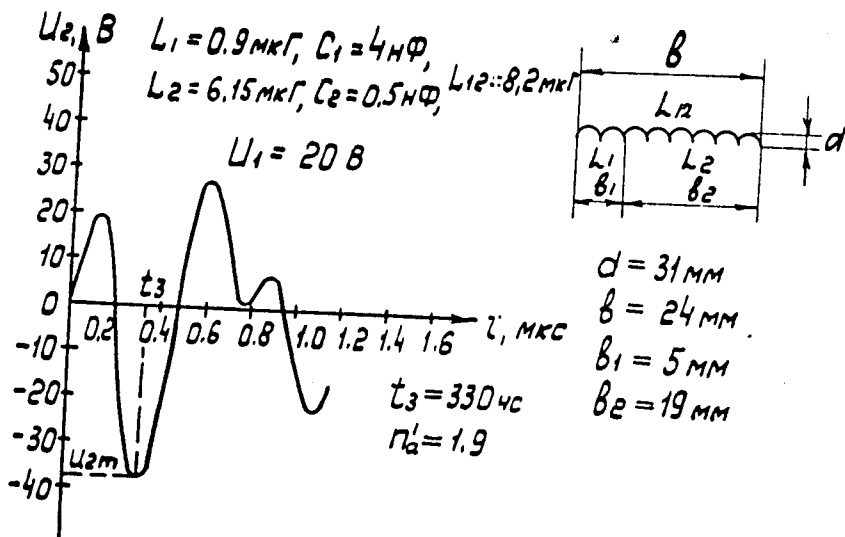


рис.4.38. Нормализованная индуктивность однослойного соленоида:
 L - индуктивность в $\mu\text{кГ}$, d - диаметр обмотки в см,
 P - шаг намотки в $\frac{\text{вит}}{\text{см}}$, $d_{\text{пр}}$ - диаметр провода обмотки,
 W - число витков.



а



б

рис. 4.39. Осциллограммы выходного напряжения импульсного авто- трансформатора, выполненного в виде однослойного корот- кого соленоида: а) $n'_a = 1,65$
 б) $n'_a = 1,9$

4.4. Влияние экранирования

Экранирование, металлизация и заземление являются важнейшими средствами борьбы с взаимными и внешними полями. Но электромагнитный экран, защищая цепи, контуры от помех одновременно оказывает существенное воздействие на собственные параметры экранированных элементов, перераспределяя внутреннее электромагнитное поле и изменяя условия прохождения сигналов по этим цепям.

При этом изменяются как параметры передачи цепей и контуров (R, L, C, G), так и параметры влияния, к которым относится электрическая и магнитная связь. Если своевременно не учесть изменение параметров передачи и влияние контуров, то это может привести к ухудшению их электрических характеристик.

Помещение обмоток трансформатора в экран приводит к увеличению потерь в них и к снижению индуктивности за счет реакции экрана. Возрастание потерь обусловлено возникновением вихревых токов, поглощающих часть энергии. Снижение индуктивности объясняется размагничивающим действием вторичного магнитного потока, создаваемого индуцированными в экране вихревыми токами. Изменение индуктивностей обмоток за счет влияния экрана составляет $5-20\%$ ^{/31/}. Снижение индуктивности первичной обмотки L_1 при неизменной индуктивности подводки, как было показано, приводит к уменьшению коэффициента связи. Поэтому важно учитывать реакцию экрана на контуры трансформатора.

Оценку снижения индуктивности за счет экранирования можно произвести по формуле:

$$\frac{L_0 + L_3}{L_0} = 1 - \frac{4}{9\Phi} \frac{V_k}{V_3} \quad (4.41)$$

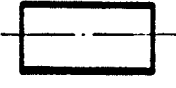
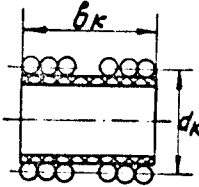
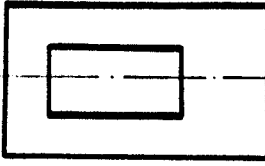
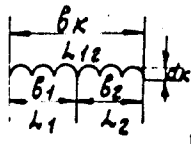
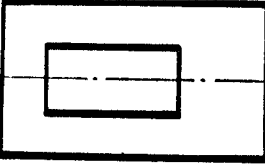
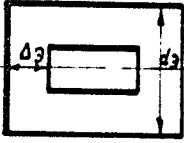
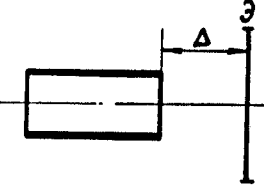
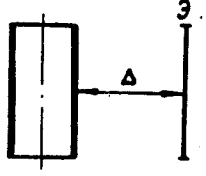
где L_0 и L_3 - индуктивности неэкранированной и экранированной катушки;

V_k и V_3 - объемы, занимаемые катушкой и экраном;

Φ - коэффициент, учитывающий соотношение длины и радиуса катушки:

$$\Phi = \frac{1}{1 + 0.9^2 \kappa / \rho}$$

Таблица 4.4I.

№ п/п	Расположение катушки индуктивности и экрана	L_2 МКГ	L_1 МКГ	L_{12} МКГ	k -	η -	k' -	η' -	Примечание
1		1,05	0,94	2,13	0,37	1,08	0,93	1,51	
2		0,95	0,87	1,97	0,36	1,04	0,91	1,5	
3		0,94	0,87	1,95	0,35	1,04	0,91	1,49	
4		$\Delta \leq 85$ мм - начинает влиять экран							
5		$\Delta \leq 55$ мм - начинает влиять экран							

Размеры катушки
и экрана:

- $d_3 = 70$ мм
- $\Delta_3 = 20$ мм
- $b_k = 30$ мм
- $d_k = 36$ мм
- $b_1 = 14$ мм
- $b_2 = 16$ мм
- $w_{12} = 9$
- $w_1 = w_2 = 4,5$

Из формулы (4.41) видно, что чем ближе К катушке расположен экран, тем сильнее его реакция и меньше значения собственной и взаимной индуктивностей катушек и, следовательно, тем сильнее его влияние на коэффициент связи.

В [32] показано, что размеры цилиндрического экрана рационально выбирать так, чтобы со всех сторон зазор между экраном и катушкой был не меньше половины диаметра катушки. Отсюда следует:

$$d_{\text{эmin}} = 2d_k ; \text{ и } l_{\text{эmin}} = l_k + d_k \quad (4.42)$$

Но в литературе по экранированию нет прямых данных о влиянии экрана на коэффициент связи. Наиболее просто это можно оценить опытным путем, поэтому исследовалось экспериментально влияние экрана на коэффициент связи, результаты сведены в таблицу 4.41. Из таблицы видно, что при соблюдении условия (4.42) наблюдаемое различие достаточно мало (сотые доли).

Таким образом, в реальной конструкции влиянием экрана на коэффициент связи можно пренебречь. Необходимо считаться лишь с уменьшением индуктивности, оценку которого с достаточной для практики точностью можно произвести по формуле (4.41), следя за тем, чтобы это уменьшение не приводило к заметному увеличению $\beta_i^* = L_{ii}^*/L_i$.

4.5. Расчет и моделирование ИТ на основе плоских катушек

В результате моделирования различных типов ИТ выбрана конструкция трансформатора в виде плоских катушек, как наиболее полно удовлетворяющая требованиям к генераторам импульсного заряда ДФЛ. С целью проверки результатов расчета и моделирования с помощью катушки малых размеров был изготовлен реальный макет такой конструкции ИТ (т.е. макет реальных размеров), результаты исследования которого приводятся ниже.

А. Расчет ИТ с высоким коэффициентом связи ($K \geq 0,9$)

Задаваясь необходимым значением коэффициента связи, можно определить размеры катушек (обмоток). А зная значение одной из емкостей и требуемый коэффициент трансформации нетрудно определить

оставшиеся величины.

Поскольку коэффициент связи снижается из-за экранирующего действия кожуха конструкции, наличия межвитковой изоляции, перераспределения токов в витках за счет эффекта близости, влияния индуктивности подводки и т.п., расчетный коэффициент связи выбираем завышенным $K_T = 0,95$. Из графика $K = f(\rho; \xi)$ определяем соотношение геометрических размеров обмоток ИТ для $K_T = 0,95$:
 $\rho = r/d = 0,7$ и $\xi = X/d \leq 0,015$. Исходя из общих требований к узлам установки максимальный внешний диаметр катушек следует ограничить значением $d_{2max} \leq 0,6$ м, а внутренний - $d_{1min} \geq 0,1$ м ограничен вводами к обмоткам, т.е. $d_{max} \approx 0,35$ и для требуемых ρ и ξ толщина межобмоточной изоляции должна быть не более $X \leq 1,5$ см. Максимальная напряженность поля при этом равна:

$$E_m = f E_{cp} = f \cdot \frac{U_{2m}}{X}$$

где f - коэффициент неоднородности поля ($f = 1,3 + 1,5 / 33$) и может достигать до $1^{MB}/\text{см}$ при больших коэффициентах трансформации. Выбором соответствующего изоляционного материала с высокой электрической прочностью и путем секционирования обмоток можно достичь требуемой электрической прочности конструкции. Секционирование обмоток выгодно и в том плане, что она ведет к увеличению коэффициента связи. Поэтому толщину изоляции можно выбрать порядка $X = 0,5 \div 1$ см. Тогда геометрические размеры обмоток ИТ будут

$$d = X/\xi = 0,35 \text{ м и } r = d \cdot \rho = 0,25 \text{ м}.$$

Для уменьшения влияния индуктивности подводки на коэффициенты связи и трансформации, которая, как следует из опытов по моделированию, в реальных конструкциях может составлять величину порядка $(0,5 \div 1)$, значение собственной индуктивности первичной обмотки, исходя из графика $K/K^* = f(\beta_1^* = L_{m1}/L_1^*)$, надо взять на порядок больше $L_1^* = (3 \div 5) \text{ мкГ}$. Значение емкости C_I целесообразно выбирать из энергетических соображений при работе установки с повышенной частотой срабатывания $f_u = 10 \text{ Гц}$. Но если известно значение емкости ДФЛ (C_2), то величину емкости C_I можно определить зная коэффициент трансформации; по формуле: $C_I = n^2 C_2$ (значение

должно соответствовать и необходимой запасаемой энергии в ней). Исходя из вышесказанного, величину индуктивности одной первичной обмотки выбираем равной $L_1^* = 1,5 \text{ мкГ}$, а $L_2^* = n^2 L_1^* = 12 \div 15 \text{ мкГ}$.

Отсюда из формулы (3.41) определяем число витков первичной и вторичной обмоток:

$$\omega = \sqrt{\frac{8 \pi L}{\mu_0 d^2}}$$

Число витков одной первичной обмотки $\omega_1 = 2$, а число витков одной вторичной обмотки $\omega_2 = 8+9$. Соответственно шаги намотки равны: $P_1 = \tau / \omega_1 = 12,5 \text{ вит/см}$ и $P_2 = \tau / \omega_2 = 3 \text{ вит/см}$.

Толщина межвитковой изоляции выбирается исходя из электрической прочности. Если принять (с небольшими погрешностями), что распределение потенциала между витками обмоток равномерное и равное $U_1 / \omega_1 = U_2 / \omega_2 = 50 \text{ кВ/на виток}$, то толщину межвитковой изоляции можно взять равную 0,5 см. При этом максимальная напряженность поля между витками будет составлять величину порядка:

$$E_m = E_{cp} \cdot f = \frac{U}{a} \cdot f = 150 \frac{\text{кВ}}{\text{см}}$$

где a — толщина межвитковой изоляции;

f — коэффициент неоднородности поля ($f = 1,5 \text{ } |33|$).

При затуплении острых кромок неоднородность уменьшится и трансформаторное масло в импульсном режиме обеспечит необходимую электрическую прочность.

Были изготовлены обмотки из медных пластин толщиной 2 мм, причем в витках первичных обмоток вдоль всей длины витков сделаны прорезы для уменьшения потерь на вихревые токи и уменьшения экранирующего действия.

Б. Моделирование ИТ с высоким коэффициентом связи

Моделирование ИТ с высоким коэффициентом связи, рассчитанного исходя из требований к рабочему варианту ИТ, производилось по методике, указанной в §4.1.

Результаты измерения значений собственной и взаимной индуктивностей, коэффициентов связи и трансформации обмоток ИТ приведены в таблице 4.51.

Таблица 4.51.

№ п.п.	L_1	L_2	$L_{св2}$	$L_{вст}$	M	K	Π	Примечание	
—	мкг	мкг	мкг	мкг	мкг	—	—		
1	~2	—	—	—	—	—	—	Первичная обмотка	$d_1 = 10 \text{ см}$ $z = 15 \text{ см}$
2	—	~17	—	—	—	—	—	Вторичная обмотка	$d_2 = 60 \text{ см}$ $d = 35 \text{ см}$
3	1.84	2.08	6.22	1.7	1.13	0.577	1.06	$X = 1 \text{ см}$	
4	1.84	2.04	6.3	1.47	1.207	0.625	~1	$X = 0.5 \text{ см}$	
5	16.5	16.7	64.37	5.04	14.83	0.9	1	$X = 1 \text{ см}$	
6	16.65	16.78	68.35	3.35	16.25	0.96	~1	$X = 0.5 \text{ см}$	
7	1.97	14.15	24.4	8.5	3.975	0.753	2.68	$X = 1 \text{ см}$	
8	1.85	14.05	—	—	3.975	0.78	2.72	$X = 1 \text{ см}$ Без учета L_1	
9	1.96	13.7	24.7	7.68	4.225	0.819	2.637	$X = 0.5 \text{ см}$	
10	1.85	13.6	—	—	4.225	0.85	2.67	$X = 0.5 \text{ см}$ Без учета L_1	
11	2	46.6	70.11	35.05	8.765	0.908	4.82	$X = 1 \text{ см}$	
12	2.14	47.87	74.57	37.43	9.285	0.92	4.7	$X = 0.5 \text{ см}$	
13	5.74	41.8	80.1	22.1	14.5	0.936	2.7	$X = 1 \text{ см}$	
14	5.8	42.4	86.3	22.17	15.73	0.96	2.7	$X = 0.5 \text{ см}$	
15	5.6	42	83.1	22.2	15.1	0.946	2.8	$X = 1 \text{ см}$	
16	5.64	44.9	96.3	24.94	16.84	0.96	2.82	$X = 0.5 \text{ см}$	
17	L_1^*	L_2^*	M^*	C_1	C_2	K^*	Π^*	Расчетные значения	
	мкг	мкг	мкг	мкФ	мкФ	—	—		
	~1.5	15	5	0.1	0.01	0.95	3.1		

Как видно из таблицы 4.5I, данная модель ИТ обеспечивает коэффициент связи $K \approx 0,8 + 0,85$, который возрастает с увеличением числа секций обмоток (возникает дополнительная электромагнитная связь между секциями обмоток и достигает расчетной величины $K = 0,95$).

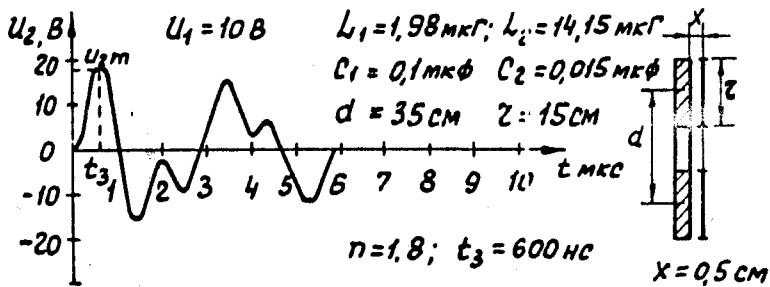
Осциллограммы переходного процесса при различных сочетаниях первичных и вторичных обмоток ИТ из плоских катушек приведена на рис. 4.5I. и рис. 4.52.

Из графиков видно, что время задержки $t_3 \gg 1 \text{ мкс}$, когда максимум выходного напряжения наблюдается на второй полуволне $K < 0,75$, и t_3 существенно сокращается ($t_3 < 500 \text{ нс}$) при переходе на I-ую полуволну ($K > 0,75$). Коэффициент связи возрастает с увеличением числа секций обмоток и достигает значений, обеспечивающих требуемую величину задержки при необходимом коэффициенте трансформации при реальных значениях параметров контуров ИТ.

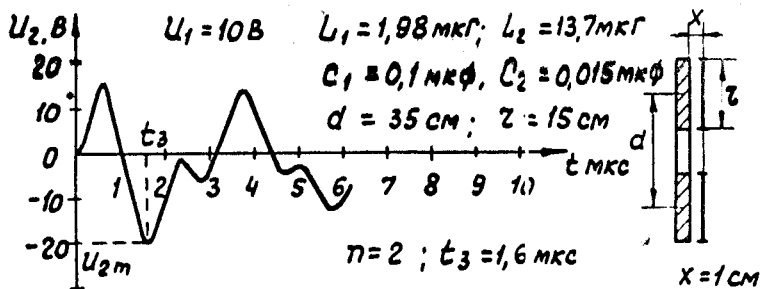
Из графиков также видно, что при автотрансформаторном включении обмоток коэффициенты связи и трансформации возрастают и соответствуют значениям из теоретического графика $n_a = f(n; K)$ и $K_a = f(K; n)$ на рис. 3.2I. При приближении экрана к обмоткам ИТ коэффициент связи меняется незначительно, но сильно возрастают потери напряжения, что так же согласуется с теорией.

Имеющиеся незначительные расхождения расчетных и экспериментальных данных можно объяснить влиянием индуктивности подводки, наличием затухания в контурах и погрешностью измерений и, следовательно, результаты моделирования подтверждают правильность теоретических выкладок и расчетов.

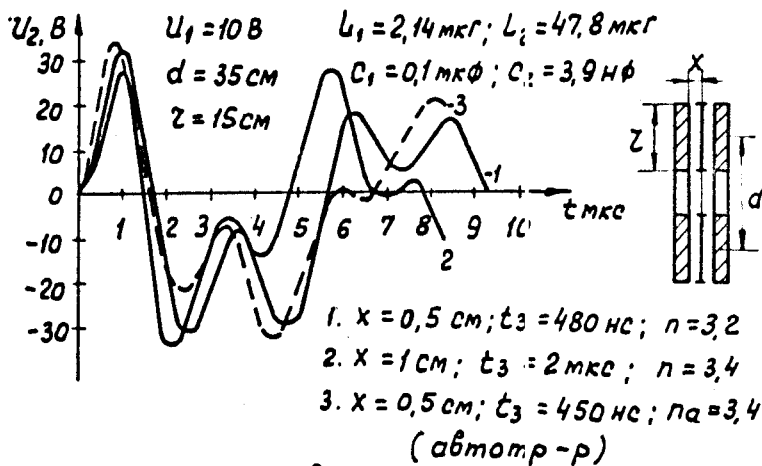
Таким образом, в результате исследования модели ИТ на основе плоских катушек получено удовлетворительное согласие расчетных и экспериментальных данных. На основе этого можно сделать вывод: система заряда формирующей линии на основе ИТ может успешно применяться в системе высоковольтного питания стримерных камер. Трудности на этом пути связаны с изоляцией при работе установки со столь высоким напряжением, преодоление которых требует дальнейшего исследования ИТ на высоком напряжении.



а

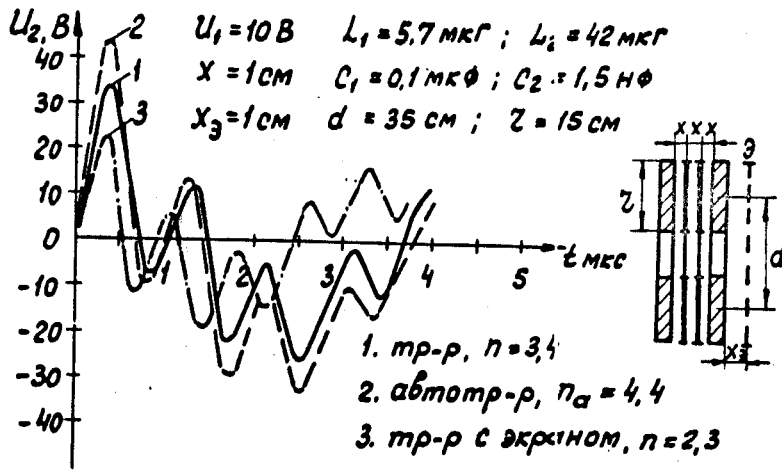


б

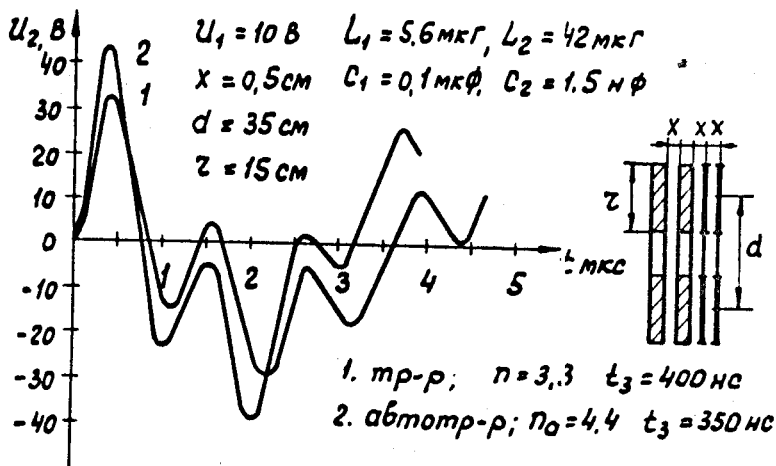


в

рис.4.5I. Осциллограммы выходного напряжения ИТ выполненного в виде плоских катушек при различных толщинах изоляции и различном числе секций обмоток.



а



б

рис.4.52. Осциллограммы выходного напряжения ИТ, выполненного в виде двух секций плоских катушек при различном их расположении.

4.6. Расчет и исследование импульсного автотрансформатора

Как видно из графика рис. 4.37. и как показывают результаты моделирования (см. §4.3.-В) импульсный автотрансформатор на основе короткого соленоида может обеспечить высокий коэффициент связи K_a при небольших коэффициентах трансформации.

В настоящее время на установке СКМ-200 осуществляется резонансный заряд ДФЛ от генератора Маркса через индуктивность. Представляет интерес осуществлять заряд ДФЛ от генератора Маркса через автотрансформатор. В этом случае, без учета потерь напряжения в контурах, напряжение на ДФЛ может превысить выходное напряжение ГИИ в n_a раз при резонансном заряде, где n_a - коэффициент автотрансформации, равный корню квадратному из отношения емкости в "ударе" к емкости ДФЛ. В действующей в настоящее время установке это отношение равно: $C_1/C_2 = 2 \cdot 10^{-9} / 0,7 \cdot 10^{-9} = 3$, т.е.

$$n_a = \sqrt{C_1/C_2} \approx 1,7$$

Хотя выигрыш в выходном напряжении небольшой по сравнению с резонансным зарядом через индуктивность, где выходное напряжение в идеальном случае (без учета потерь) достигает значения

$U_{2m} = 2K_c U_1 \approx 1,5 U_1$ (т.к. $K_c = C_1 / (C_1 + C_2) = 0,75$), но используя автотрансформатор с высоким коэффициентом связи можно существенно сократить время задержки импульса. Кроме того, в разрабатываемой в настоящее время новой системе питания СВВП-10 коэффициент автотрансформации может достигнуть значения $n_a = \sqrt{C_1/C_2} = 2,3$, что уже дает значительный выигрыш в выходном напряжении по сравнению с индуктивностью.

На первом этапе был рассчитан, изготовлен и исследован рабочий вариант автотрансформатора на действующей установке СКМ-200 с целью проверки теоретических результатов и последующим переходом с требуемыми поправками на рабочий вариант автотрансформатора в СВВП-10.

А. Расчет импульсного автотрансформатора

При работе на I-ой полуволне ($K_a > 0,75$) потери напряжения больше чем при $K_a = 0,6$ (2-ая полуволна) при высокой добротности

контуров, что видно из графика $\frac{U_2}{nU_1} = f(\omega t)$ рис. 3.22. Соответствующим выбором значения L_1 при небольшой емкости ГИН в "ударе" $C_I = 2 \text{ нФ}$ время задержки можно и при работе на 2-ой полуволне ($K_a = 0,6$) сделать менее, чем при использовании индуктивности. Кроме того, такой коэффициент связи $K_a = 0,6$ легче обеспечить в конструкциях при требуемой электрической прочности, поэтому выбираем за рабочий вариант конструкцию соленоида с коэффициентом связи $K = 0,6$ и коэффициентом трансформации $n_a = 1,7$.

Известны следующие величины:

$$\begin{aligned} \text{Ёмкость ГИН в "ударе"} &- C_I = 2 \text{ нФ} \\ \text{Ёмкость ДФЛ} &- C_2 = 0,7 \text{ нФ} \\ \text{Выходное напряжение ГИН} &- U_2 \approx 500 \text{ кВ} \\ \text{Время задержки } t_3 &- t_3 \leq 500 \text{ нс} \\ \text{Коэффициент связи} &- K_a = 0,6 \end{aligned}$$

При резонансе ($\omega_1 = \omega_{12}$) коэффициент трансформации равен:

$$n_a = \sqrt{C_1/C_2} \approx 1,7$$

с другой стороны

$$n_a = \sqrt{L_{12}/L_1}$$

L_1 определяется из заданного времени задержки:

$$t_3 \approx \pi \sqrt{L_1 C_1 (1 + K_a)}$$

откуда

$$L_1 = \frac{t_3^2}{\pi^2 C_1 (1 + K_a)}$$

В то же время для уменьшения влияния индуктивности подводящей, которая составляет $(0,3 \div 1) \text{ мкГ}$, необходимо L_1 на порядок больше $L_{п1}$. Выбираем $L_1 = 3,5 \text{ мкГ}$. Время задержки при этом $t_3 = \pi \sqrt{L_1 C_1 (1 + K_a)} \approx 330 \text{ нс}$ и удовлетворяет требуемой.

$$\text{Тогда } L_{12} = n_a^2 L_1 \approx 10 \text{ мкГ}$$

Из формулы для коэффициента связи $K_a = \frac{1 + Kn}{n_a} = \frac{L_1 + M}{\sqrt{L_1 L_{12}}}$

определим M :

$$M = L_1 (K_a n_a - 1) = 0,75 \text{ мкГ}$$

$$\text{Тогда } L_2 = L_{12} - L_1 - 2M = 5 \text{ мкГ} \quad \text{и} \quad n = \sqrt{L_{12}/L_1} = 1,2$$

Из графика рис. 4.37. для $n_a=1,7$ и $K_a=0,7$ (с запасом) определим геометрические размеры соленоида:

$$b_1/d=0,9 \quad \text{и} \quad b_{12}/b_1=2,4$$

Из условия экранирования соленоида $d \leq \frac{1}{2} d_2$ выбираем $d=220$ мм и тогда $b_{12}=400$ мм.

По формуле для индуктивности соленоида:

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \omega^2 d \Phi$$

Определяем число витков $\omega_1=4$ и $\omega_2=5,6$.

Б. Испытание автотрансформатора

Измерение индуктивностей автотрансформатора без кожуха прибором Е12-1А дало следующие значения:

$$L_1=4,2 \text{ мкГ}; \quad L_2=4,4 \text{ мкГ}; \quad L_{12}=10 \text{ мкГ}.$$

При этих значениях индуктивностей и геометрических размерах коэффициенты связи и трансформации равны:

$$n_a = \sqrt{L_{12}/L_1} = 1,5$$

$$K_a = \frac{1+Kn}{n_a} = 0,67$$

Различие в расчетных и измеренных значениях заключается в том, что рассматривался при измерении случай отличный от резонанса, а именно: $\omega_1=4,6$ и $\omega_2=5$ (при резонансе $\omega_1=4$ и $\omega_2=5,6$).

Данный автотрансформатор на основе короткого соленоида исследовался в действующей установке ВВГНИ СКМ-200 на рабочем напряжении. Испытание автотрансформатора привело к следующим результатам:

1. Форма наблюдаемого на осциллографе выходного напряжения, снятого с активного делителя напряжения, соответствует расчетному и измеренному коэффициенту связи ($K_a=0,65+0,7$).

2. Наблюдаются значительные потери напряжения на выходе, которые не входят в рамки объяснений их за счет влияний индуктивности подводки, затухания и экранирования. Вероятно, они связаны в основном с воздействием на контур перепада напряжения с "пологим" фронтом, длительность которого на выходе генератора

Маркса, возможно, составляет сравнимые величины с процессами в контурах автотрансформатора.

3. Вследствие значительных крутизн выходного напряжения (время до второго максимума напряжения порядка 300нс при амплитуде более 300кВ) наблюдается критичность настройки разрядника ДФЛ на максимум напряжения на второй полуволне, что усложняется еще тем, что из-за затухания в контурах 1-ый и 2-ой максимум отличаются незначительно.

Итак, хотя полученные результаты испытания импульсного автотрансформатора обнадеживающие, но требуется более тщательное и подробное экспериментальное исследование данной конструкции на стенде с помощью отградуированной измерительной аппаратуры, а также представляет практический интерес теоретический расчет влияния перепада напряжения с конечным фронтом на процессы в связанных контурах. Перечисленные задачи отложены на 2-ой этап реализации в/в импульсного автотрансформатора на основе короткого соленоида.

4.7. Выводы

В результате исследования различных типов моделей ИТ с целью выбора конструкции с высоким коэффициентом связи выбраны конструкция трансформатора на основе плоских катушек при больших коэффициентах трансформации и конструкция автотрансформатора на основе короткого соленоида при небольших коэффициентах трансформации, как наиболее полно удовлетворяющие требованиям к реальной конструкции генератора импульсного заряда ДФЛ в системе питания стримерной камеры, а именно:

1. просты в изготовлении и имеют небольшие габариты;
2. могут обеспечить высокий коэффициент связи при геометрических размерах обмоток, удовлетворяющих требуемой электрической прочности, а, следовательно, могут обеспечить приемлемые времена задержки при необходимой амплитуде выходного импульса напряжения.

Эти конструкции ИТ были рассчитаны, изготовлены в реальных размерах и более подробно исследованы, причем испытание автотрансформатора на основе короткого соленоида проводилось на действующей установке ВВГНИ СКМ-200 на рабочем напряжении, а испытание трансформатора на основе плоских катушек моделировалось только на низком напряжении.

Моделирование переходных процессов в импульсном трансформаторе на основе плоских катушек привело к удовлетворительному согласию с теоретическими выводами, т.е. такая конструкция ИТ обеспечивает высокий коэффициент связи $K \approx 0,9$, который возрастает при секционировании обмоток с требуемым коэффициентом трансформации. Следует заметить, что секционирование обмоток облегчает условия работы изоляции, что является важным при конструировании на столь высокие напряжения, не ведет к увеличению динамической емкости ИТ. На основании этого можно сделать вывод, что высоковольтный импульсный трансформатор данной конструкции может внедряться в технику стримерных камер как генератор заряда ДФЛ в СВИП стримерной камеры, но для его успешной реализации необходимо разрешить проблему изоляции и соответственно, провести испытания на высоком напряжении.

Эксперимент на стенде с импульсным автотрансформатором хотя и показал обнадеживающие результаты, но для однозначного заключения о его реализации необходимо дополнительное и более тщательное исследование.

Т.о., для внедрения высоковольтного импульсного трансформатора в технику стримерных камер требуется дополнительное исследование ИТ в действующей установке на рабочем напряжении.

5. Заключение

В данном отчете приведены результаты исследования высоковольтного импульсного трансформатора с точки зрения его реализации в системе высоковольтного импульсного питания установки СКМ-200 в качестве генератора импульсного заряда ДФЛ.

Основные результаты могут быть сформулированы следующим образом:

1. Анализ схемы замещения импульсного трансформатора привел к выводу о необходимости использования конструкции ИТ с высоким коэффициентом связи, сведения к минимуму всех последовательно соединенных "паразитных" индуктивностей первичного контура, тщательного выбора коммутирующего разрядника, повышения добротности контуров и уменьшения влияния экранирования конструкции.

2. В результате исследования различных моделей ИТ выбраны конструкция трансформатора на основе плоских катушек и конструкция автотрансформатора на основе короткого соленоида, обеспечивающие высокий коэффициент связи при требуемой электрической прочности высоковольтной изоляции и приемлемых габаритах конструкции.

3. Испытание моделей данных конструкций ИТ показало удовлетворительное согласие с теоретическими расчетами и привело к выводу о возможности реализации высоковольтного ИТ в технике стримерных камер.

В заключение авторы выражают благодарность Абаринкову В.Л., Мирошниченко С.В., Каминской В.И. за помощь, оказанную при моделировании различных типов моделей ИТ, Фурсову И.Ф. за помощь в изготовлении конструкций моделей ИТ, а также они благодарны сотрудникам ЛВТА и ЛВЭ, оказавшим помощь на разных этапах работы: Акимовой Г.Ф., Завгороднему А.И., Володину В.Д., Верещагину А.А., Ряховскому В.Н.

6. Литература

1. Б.А.Долгошеин, Б.Н.Лучков. Препринт ФИАН, Москва, 1963.
Г.Е.Чиковани, В.Н.Ройнишвили, В.А.Михайлов. Препринт ИФАН
Гр. ССР, Тбилиси, 1963.
2. В.Д.Володин, Н.С.Глаголева, Ю.А.Каржавин, П.С.Кузнецов,
А.Т.Матюшин, В.Т.Матюшин. Препринт ОИЯИ, P13-5529,
Дубна, 1970.
3. Bullos F., Odian A., Villa P., Yount D., SLAC Report No 74, June, 1967
4. Я.В.Гришкевич, Г.Петер, Д.Позе, Х.Рюгер, К.Трючлер, А.Швинд.
Препринт ОИЯИ, P13-9306, Дубна, 1975.
5. В.Д.Володин, Н.С.Глаголева, Н.И.Каминский и др.
Препринт ОИЯИ, P13-10380, Дубна, 1977
6. О.Н.Литвиненко, формирующие-трансформирующие цепи, "Советское
радио", М., 1974.
7. Bullos F., Stremex Chamber Development, SLAC Report TN-64-73, 1966
8. Н.С.Глаголева, Ю.Р.Лукстиньы, А.Т.Матюшин, В.Т.Матюшин.
Препринт ОИЯИ, P13-7791, Дубна, 1974.
9. Bygi F., Schneider F., CERN-Report 64-46, 1964
10. Eggert K., Nucl. Inst. Meth., 106, 509, 1973
11. И.К.Жанков. ПТЭ, №3, с.142, 1976.
12. Martin J.C., Nanosecond Pulse Techniques, SSWA/JCM/704/49, 1970
13. И.А.Голутвин, Ю.В.Заневский, Ю.Т.Кирюшин, В.И.Устинов.
Генераторы для стримерных камер. ПТЭ, № 3, стр.74, 1967.
14. А.Т.Матюшин, В.Т.Матюшин. Симметричная система проволочных
электродов изотропной искровой камеры. Препринт ОИЯИ, Дубна,
P-2312, 1965.
15. Н.С.Руденко, В.И.Цветков. Генератор для стримерной камеры по
схеме *Blumlein*. Материалы совещания по бесфильмовым иск-
ровым и стримерным камерам. Препринт ОИЯИ 13-4527, стр.26,
Дубна, 1969.

16. Н.С.Руденко, В.И.Цветков. Схема питания стабильно работающей стримерной камеры. ПТЭ, № 4, с.51, 1969.

17. A.Ladag, P.Dittman, V.Eckardt, G.Horzlitz, P.Joos and etc.
A Streamer Chamber With Liquid Hydrogen Forget.

Материалы совещания по бесфильмовым искровым и стримерным камерам. Препринт ОИЯИ 13-4527, стр.41, Дубна, 1969.

V.Eckardt and A.Ladage. *Operation of the DESY Streamer Chamber.*

Международная конференция по аппаратам в физике высоких энергий.

стр. 355, Дубна, 1970.

18. Allafy, Bianchini, Diddens and etc. *The Streamer Chamber in Quark Experiment at the CERN Proton Synchrotron.*

Материалы совещания по бесфильмовым искровым и стримерным камерам. Препринт ОИЯИ 13-4527, стр. 51, Дубна, 1969.

19. А.О.Вайсенберг, М.И.Дайон и др.

Магнитный спектрометр со стримерной камерой. Материалы совещания по бесфильмовым искровым и стримерным камерам.

Препринт ОИЯИ 13-4527, Дубна, 1969.

20. K.Eggert, W.Gurich, K.Hermens, C.Stolze. *A Streamer Chamber for Measurement of Ionisation.*

Международная конференция по аппаратам в физике высоких энергий, стр. 348, Дубна, 1970.

21. G.A.Vardenga, V.D.Volodin, N.S.Blagolera and etc.
1973 International Conference on Instrumentation for High Energy Physics, p. 157, Frascati (Italy), May, 1973

Н.С.Глаголева, В.Д.Володин и др.

Генератор высоковольтных импульсов двухметровой стримерной камеры ОИЯИ, Препринт ОИЯИ, I3-7792, Дубна, 1974.

22. *N.Z. Anisimova, M.M. Veremeev, V.A. Davidenko and etc.*
1973 *International conference on Instrumentation for High Energy Physics*, p. 149, *Fraskaty (Italy)*, May, 1973.

- В.В.Говоров, В.А.Давиденко, Э.А.Долгошейн и др. Система двух-импульсного питания большой стримерной камеры. ПТЭ, № I, 1976.

23. В.А.Артемьев, В.М.Князев и др.
Коаксиальная линия блумляйна для формирования наносекундных импульсов высокого напряжения, Препринт ИТЭФ-24, Москва, 1974.

24. Н.С.Руденко, М.И.Козлов. Генератор наносекундных импульсов. Авторское свидетельство № 343645, 1972. *Бил. изобр. № 4*

25. Г.А.Воробьев, Н.С.Руденко и др.
Генератор наносекундных импульсов напряжения с амплитудой 1МВ, ПТЭ № I, с. 126, 1968.

26. В.С.Пак, Н.С.Руденко, В.И.Сметанин и др.
Наносекундный ускоритель на ИМЭВ, 5кА с водяным накопителем, Труды НИИ ЯФЭА, М., Атомиздат, вып. 4, стр. 66, 1974.

27. А.Г.Жерлицин, Н.С.Руденко, В.И.Сметанин и др.
Наносекундный ускоритель электронов на 600 КэВ, 20 кА, Труды НИИ ЯФЭА, М., Атомиздат, вып. 4, с. 63, 1974.

28. М.И.Конторович. Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. "Советское радио", М., 1965.

29. П.А.Калантаров, Л.А.Цейтлин. Расчет индуктивностей. Госэнергоиздат, М., 1965.

30. *Edson W.A., The Single-Layer Solenoid as an RF Transformer, Proceeding of the I-R-E, Volume 43, Number 8, August, 1955*

31. Г.Каден. Электромагнитные экраны.
Госэнергоиздат, М., Л., 1957.
32. М.Л.Волин. Паразитные связи и наводки. "Советское радио",
М., 1960.
33. К.А.Резвых. Расчет электростатических полей.
"Энергия", М., 1967.

Оглавление

	стр.
1. Введение	1
2. Состояние вопроса, постановка задачи	
2.1. Особенности высоковольтного питания стримерной камеры	2
2.2. Наносекундные генераторы высоковольтного питания стримерной камеры	3
2.3. Постановка задачи	5
3. Эквивалентная схема импульсного трансформатора	
3.1. Анализ схемы замещения импульсного трансформа- тора	6
3.2. Анализ переходного процесса в эквивалентной схе- ме замещения импульсного трансформатора	8
3.3. Влияние индуктивности подводки	12
3.4. Выводы	15
4. Экспериментальное исследование импульсного трансформа- тора	
4.1. Методика эксперимента	17
4.2. Выбор конструкции ИТ с высоким коэффициентом связи	19
4.3. Моделирование переходных процессов в моделях ИТ	
А. Длинный соленоид	20
Б. Плоские катушки	21
В. Короткий соленоид	23
4.4. Влияние экранирования	24
4.5. Расчет и моделирование ИТ на основе плоских ка- тушек	
А. Расчет	25
Б. Моделирование	27
4.6. Расчет и испытание импульсного автотрансформато- ра на основе короткого соленоида	29
А. Расчет автотрансформатора	29
Б. Испытание автотрансформатора	31
4.7. Выводы	32
5. Заключение	33
6. Литература	35
7. Оглавление	39