

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1972

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

11

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
СОВЕТА МИНИСТРОВ СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

*Да здравствует 55-я годовщина Великой
Октябрьской социалистической революции!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 55-й годовщине Великой
Октябрьской социалистической революции)

УДК 621.315

Возможности снижения потерь в линиях электропередачи 220—750 кВ с учетом короны путем регулирования рабочего напряжения

Канд. техн. наук Н. П. ЕМЕЛЬЯНОВ, доктор техн. наук Н. А. МЕЛЬНИКОВ,
кандидаты техн. наук В. К. РОДДАТИС и А. Н. ШЕРЕНЦИС

Москва

В процессе проектирования линий электропередачи высокого и сверхвысокого напряжения определяются необходимые для технико-экономических сравнений рассматриваемых вариантов потери энергии на нагрев проводов и на корону. Потери на нагрев при выбранных сечениях проводов, если не учитывать изменение активного сопротивления при повышении или понижении температуры окружающей среды, зависят только от рабочего напряжения и величины передаваемой по линии мощности. В то же время потери на корону являются функцией многих переменных: диаметра и количества проводов в расщепленной фазе, состояния их поверхности, расстояния между фазами, рабочего напряжения и метеорологических условий на трассе линии. Поэтому в процессе решения рассматриваемой задачи необходимо учитывать некоторые особенности явления коронного разряда.

Первая из этих особенностей заключается в неравномерности суточного распределения потерь. По данным, приведенным в [Л. 1] наибольшие потери на корону наблюдаются в ночные часы суток с 22 до 6 часов. На этот период времени, который, как правило, совпадает со временем наименьшей загрузки линий, приходится около 50% годовых по-

терь на корону, что объясняется систематическим ухудшением метеорологических условий в ночные часы. Если дополнительно учесть, что в выходные дни нагрузка линий электропередачи резко понижается, то на время с 6 до 22 часов каждого рабочего дня остается только около 1/3 суточных потерь энергии на корону.

Вторая особенность состоит в том, что потери на корону, непосредственно зависящие от напряженности электрического поля на поверхности проводов, изменяются в очень больших пределах в зависимости от погоды на трассе линии электропередачи.

Влияние метеорологических условий характеризуют данные, приведенные в табл. 1, в которой указаны значения составляющих годовых потерь энергии на корону на линиях электропередачи 220—750 кВ для расчетных видов погоды, учитываемых в соответствии с рекомендациями [Л. 2] при типовом проектировании.

Расчеты составляющих годовых потерь энергии на корону производились по выражению:

$$\mathcal{E}_\Delta = \frac{P_{\Delta k l t}}{P_{\Delta k c r} T} \cdot 100,$$

где $P_{\text{акт}}$ — потери активной мощности на корону при данном виде погоды и номинальном напряжении на линии; $P_{\text{ак.ср}}$ — среднегодовые потери на корону при номинальном напряжении на линии; t_i — длительность расчетной погоды в течение года; T — число часов в году ($T=8760$ ч).

Следует отметить, что приведенная в табл. 1 классификация погоды является приближенной, так как при малых токовых нагрузках, кроме перечисленных видов погоды, следует учитывать повышенную влажность воздуха и туман.

Анализ данных, приведенных в табл. 1, показывает, что в течение года на линиях 220—750 кВ от 52,7 до 64,7% суммарных потерь энергии на корону регистрируется во время дождя и изморози, несмотря на то, что суммарная продолжительность перечисленных выше видов плохой погоды составляет только 8%.

Изложенное выше показывает, что регулирование напряжения на линиях электропередачи, позволяющее снизить потери на корону во время плохой погоды, может оказаться экономически целесообразным. В общей формуле постановка задачи снижения суммарных потерь путем рационального регулирования напряжения сформулирована в [Л. 3] и продолжена в [Л. 4 и 5].

В настоящей статье проведена дальнейшая конкретизация этих исследований, т. е. для рассматриваемых погодных условий и линий электропередачи приведены необходимые исходные данные для выполнения расчетов, позволяющих оценить технико-экономическую эффективность регулирования напряжения.

Очевидно, что в сетях сверхвысоких напряжений регулирование уровня напряжения может оказаться целесообразным не только по сети в целом, но и по отдельным ее участкам. Это позволяет одновременно учесть различные требования: по услови-

Таблица 1

Составляющие годовых потерь энергии на корону (%) при различных видах погоды

Основные параметры линии электропередачи	Длительность расчетной погоды в течение года t_i , ч			
	Хорошая 7 235	Снег 800	Дождь 500	Изморозь 225
220 кВ, провод АСО-300	19,6	15,7	32,7	32,0
330 кВ, провод 2×АСО-300/40	29,3	13,0	28,6	29,1
500 кВ, провод 3×АСО-400/40	29,2	12,4	28,1	30,3
750 кВ, провод 4×АСО-600/60	35,2	12,1	26,6	26,1

Таблица 2
Характерные марки проводов для линий разных номинальных напряжений

Линии	220 кВ	330 кВ	500 кВ	750 кВ
Действующие	АСО-300	2×АСО-300/40	3×АСО-400/40	4×АСО-500/60
Проектируемые	АСУ-240	2×АСУ-240/40	3×АСО-330/40	5×АСУ-240/30

ям устойчивости, по балансу реактивной мощности, по снижению потерь и т. д.

Известно, что передаваемая по линии электропередачи мощность не является постоянной величиной и меняется не только в суточном и годовом разрезе, но и в различные периоды эксплуатации в зависимости от ввода новых генераторных мощностей или роста местной нагрузки в районе электростанции. Поэтому возможности применения в том или ином виде предлагаемых ниже рекомендаций должны рассматриваться в каждом отдельном случае применительно к тем или иным условиям работы электрической сети, в зависимости от соотношения ее параметров.

Ниже излагаются результаты расчетов по определению технико-экономической эффективности снижения потерь энергии путем регулирования напряжения, в зависимости от величины передаваемой по линии мощности и условий погоды на ее трассе.

В настоящее время актуальность рассматриваемого вопроса дополнительно возросла в связи с тем, что в некоторых случаях вследствие относительно небольшой загрузки проектируемых линий провода, выбранные по экономической плотности тока, соответствуют повышенным значениям напряженностей электрического поля, при которых потери на корону достигают больших значений.

Следует отметить, что при переходе к сверхвысоким номинальным напряжениям заметно увеличилось влияние потерь на технико-экономические показатели передачи электрической энергии на корону.

С учетом изложенных выше соображений при выборе исходных данных для расчетов все линии высокого и сверхвысокого напряжения подразделялись на две категории:

эксплуатируемые и проектируемые линии с проводами относительно больших сечений; проектируемые линии со сниженными сечениями проводов.

Расчеты выполнялись для линий 220—750 кВ на унифицированных типовых опорах с сечениями проводов, приведенными в табл. 2.

Указанные в табл. 2 сечения выбраны таким образом, чтобы напряженность электрического поля на поверхности проводов была ниже величины, при которой начинается общая корона в хорошую погоду. Соответственно интенсивность радиопомех не превышает допустимого уровня.

В режимах максимальной нагрузки эксплуатационный персонал для повышения пропускной способности стремится поддерживать на линии воз-

можно более высокое напряжение, при котором потери на корону увеличиваются и одновременно снижаются потери на нагрев. В режимах малых нагрузок напряжение понижают до технически целесообразного предела. При этом потери на корону уменьшаются, хотя потери на нагрев возрастают. На рис. 1—2 показаны полученные на основании обобщения результатов экспериментальных исследований зависимости

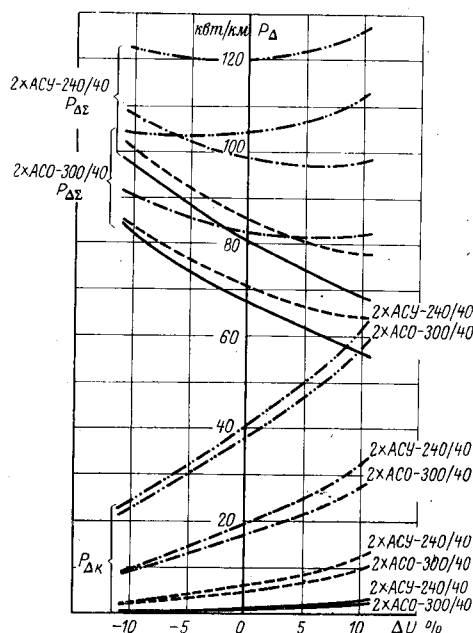


Рис. 1. Зависимость потерь активной мощности на корону $P_{\Delta k}$ и суммарных потерь на корону и нагрев $P_{\Delta \Sigma}$ от отклонения напряжения $\Delta U\%$ (расчеты выполнены для варианта передачи по линии 330 кВ натуральной мощности $S_n = 365$ Мвт).
— — — изморозь; — · — · — дождь; — — — — снег; — — — — хорошая погода.

потерь мощности на корону от напряжения для отдельных видов погоды, которые позволяют производить расчеты применительно к конкретным условиям проектирования и эксплуатации различных линий электропередачи.

В соответствии с этими исходными данными для количественной оценки влияния регулирования напряжения на технико-экономические показатели выполнены расчеты по определению суммарных (на нагрев и корону) потерь активной мощности для каждой из приведенных в табл. 2 линий в зависимости от изменения рабочего напряжения.

На рис. 1—2 приведены также зависимости суммарных активных потерь $P_{\Delta \Sigma}$ от отклонения напряжения $\Delta U\%$ при передаче по линии натуральной мощности.

Из графиков рис. 1—2 следует, что во время снега, дождя или изморози при неизменном напряжении на линии суммарные потери активной мощности заметно увеличиваются по сравнению с потерями при хорошей погоде, что объясняется значительным возрастанием потерь на корону. Например, на линиях 220—750 кВ при рабочем напряжении, равном номинальному, диапазон увеличения потерь активной мощности во время плохой погоды характеризуется следующими цифрами: при снеге от 5 до 14%, при дожде от 23 до 47%, при изморози от 55 до 107%.

Выполненные расчеты подтверждают технико-экономическую целесообразность регулирования напряжения не только в зависимости от передаваемой мощности, но и от состояния погоды на трассе линии электропередачи. Следует отметить, что приведенные выше цифры роста потерь были расчи-

таны при условии передачи по линиям натуральной мощности. В реальных условиях эксплуатации по линиям электропередачи, как правило, передается мощность меньше натуральной и, следовательно, влияние потерь на корону будет более значительным. Для простоты в расчетах предполагалось, что на всей длине участка между соседними подстанциями погода остается неизменной.

Для оценки правильности этого допущения были рассмотрены ежедневные состояния погоды в течение года по трассе общей протяженностью около 2000 км. В результате установлено, что на участке трассы от 1500 до 2000 км одновременно наблюдались иней и изморозь 8 раз, а на участке от 1000 до 1500 км — 22 раза. Общая продолжительность этих явлений составила около 250 ч. Одновременно охват инеем и изморозью участков трассы до 1000 км продолжался примерно половину всего времени наблюдений. Случаи единовременного охвата больших территорий дождем и снегом описаны также в [Л. 6]. Одновременно необходимо учитывать, что развитие электрических сетей сопровождается непрерывным сокращением длин участков между подстанциями. В настоящее время средняя длина участка линии составляет: 30—60 км в сетях 220 кВ, 120—140 км в сетях 330 кВ, 170—200 км в сетях 500 кВ в европейской части СССР и 230—260 км в Центральной Сибири.

Сопоставление описанных выше результатов метеорологических наблюдений с фактическими длинами линий подтверждает правильность принятого допущения о возможности сохранения одинакового

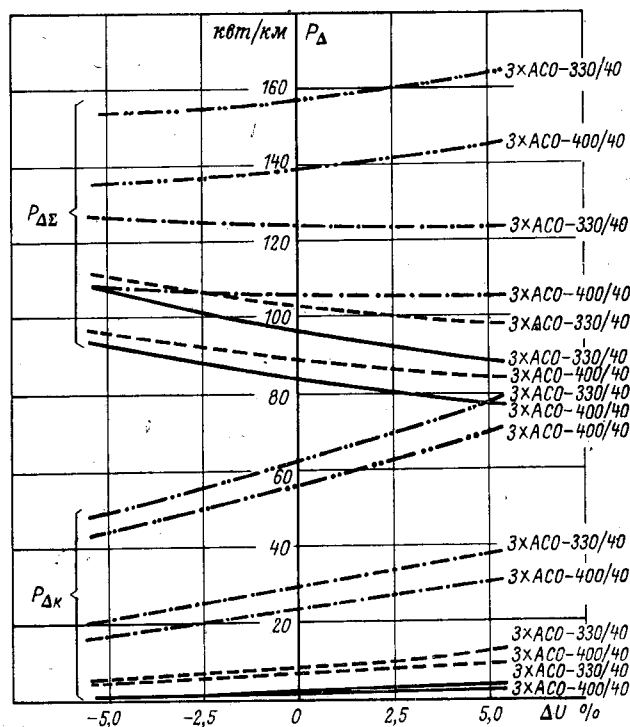


Рис. 2. Зависимость потерь активной мощности на корону $P_{\Delta k}$ и суммарных потерь на корону и нагрев $P_{\Delta \Sigma}$ от отклонения напряжения $\Delta U\%$ (расчеты выполнены для варианта передачи по линии 500 кВ натуральной мощности $S_n = 875$ Мвт).
— — — изморозь; — · — · — дождь; — — — — снег; — — — — хорошая погода.

Таблица 3

Потери мощности на корону и нагрев (кВт/км)

Передаваемая мощность (в долях от натуральной)	Погода	Отклонение напряжения, %				
		-14,5	-9,1	0	+9,1	+14,5
1,0	Хорошая	47,8	42,4	35,3	30,1	28,0
	Снег	48,6	43,6	37,8	34,9	34,2
	Дождь	51,2	47,9	44,6	44,3	44,9
	Изморозь	57,2	55,9	56,0	59,7	62,4
0,9	Хорошая	38,8	34,3	28,6	24,6	22,9
	Снег	39,6	35,5	31,1	29,4	29,1
	Дождь	42,2	39,8	37,9	38,8	39,8
	Изморозь	48,2	47,8	49,3	54,2	57,3
0,6	Хорошая	17,3	15,4	12,9	11,4	11,0
	Снег	18,1	16,6	15,4	16,2	17,2
	Дождь	20,7	20,9	22,2	25,6	27,9
	Изморозь	26,7	28,9	33,6	41,0	45,4
0,5	Хорошая	12,0	10,8	9,1	8,1	8,0
	Снег	12,8	12,0	11,6	12,9	14,2
	Дождь	15,4	16,3	18,4	22,3	24,9
	Изморозь	21,4	24,3	29,8	37,7	42,4
0,25	Хорошая	3,1	2,8	2,6	2,6	3,0
	Снег	3,9	4,0	5,1	7,4	9,2
	Дождь	6,5	8,3	11,9	16,8	19,9
	Изморозь	12,5	16,3	23,3	32,2	37,4
0,15	Хорошая	1,2	1,2	1,2	1,4	1,9
	Снег	2,0	2,4	3,7	6,2	8,1
	Дождь	4,6	6,7	10,5	15,6	18,8
	Изморозь	10,6	14,7	21,9	31,0	36,3

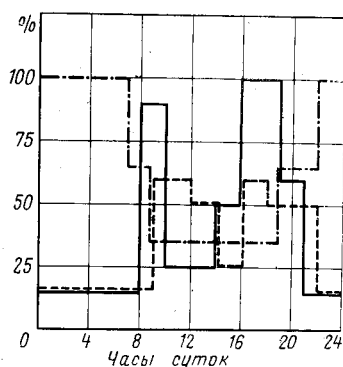


Рис. 3. Суточные графики нагрузки линии и распределения частоты повышенных потерь на корону.

— зима (январь—апрель, октябрь—декабрь); — лето (май—сентябрь); — — — среднее распределение частоты повышенных потерь на корону.

вида погоды на участке линии между двумя соседними подстанциями.

Однако это не значит, что по всей трассе линии электропередачи, а также и во времени погода совершенно идентична, например, по интенсивности осадков. Поэтому принятый в настоящей статье метод учета потерь на корону по среднему уровню для данного вида погоды является приближенным. В дальнейшем более совершенной будет система передачи, например, на диспетчерский пункт сведений об уровне потерь на корону в различных точках по трассе линии с использованием датчиков потерь, разработанных на базе антенного способа измерения потерь, предложенного ЭНИН.

Для определения экономического эффекта, получающегося вследствие регулирования напряжения в зависимости от погоды на трассе, рассматриваются два альтернативных расчетных режима работы каждой из линий электропередачи, перечисленных в табл. 2.

В первом режиме напряжение на линии поддерживается неизменным в течение суток, а во втором — изменяется в зависимости от состояния погоды и нагрузки линии. Очевидно, что оптимальное напряжение будет соответствовать минимуму суммарных потерь активной мощности на нагрев проводов и корону. Предполагается, что регулирование производится в общепринятых диапазонах: $\pm 14,5\%$ для линий 220 кВ; $\pm 10\%$ для линий 330 кВ; $\pm 5\%$ для линий 500 и 750 кВ.

Очевидно, что практические возможности снижения рабочего напряжения в указанных пределах должны быть согласованы с конкретными условиями режимов работы электрической сети.

Нагрузка линии изменяется по приведенным на рис. 3 типовым графикам, построенным по отчет-

ным материалам одной из крупнейших энергосистем европейской части СССР. В соответствии с этими графиками были проведены расчеты для определения наивыгоднейших значений напряжения в зависимости от передаваемой мощности и условий погоды. В табл. 3 в качестве примера приведены результаты расчета для линии 220 кВ с проводами АСО-300.

На следующем этапе расчетов было произведено определение длительности каждого вида погоды в течение года, для каждого часа суток. Результаты расчетов приведены в табл. 4. При этом предполагалось, что зимой могут быть: изморозь, снег и хорошая погода, а летом — дождь и хорошая погода. Для решения рассматриваемой задачи использовано приведенное в [Л. 1] распределение частоты повышенных потерь на корону в течение суток, построенное по результатам длительных измерений. Это

Таблица 4

Длительность вида погоды для различных часов рабочих суток, %

Погода	Часы суток													
	Зимних								Летних					
	0—7, 22—24	7—8, 21—22	8—9	9—10	10—14	14—16	16—19	19—21	0—7, 22—24	7—9	9—12, 16—18	12—14, 18—19	14—16	19—22
	Нагрузка линии в % от S_H													
	15	15	90	90	25	50	100	60	15	15	60	50	25	50
Хорошая	146,9	169,7	169,7	189,2	189,2	189,2	189,2	169,7	121,2	132,4	141,9	141,9	141,9	132,4
Снег	50,8	33,0	33,0	17,8	17,8	17,8	17,8	33,0	—	—	—	—	—	—
Дождь	—	—	—	—	—	—	—	—	31,8	20,6	11,1	11,1	11,1	20,6
Изморозь	14,3	9,3	9,3	5,0	5,0	5,0	5,0	9,3	—	—	—	—	—	—

распределение, показанное в стилизованном виде на рис. 3, в настоящее время является единственной экспериментальной характеристикой, которая может быть применена для ориентировочной оценки эффекта, получаемого от регулирования напряжения на линии.

Возможная ошибка в оценке эффекта кроется, в частности, в несколько иной классификации погоды, принятой здесь и в [Л. 1], где, как уже указывалось, в отдельную группу погоды выделены погоды с туманами и с повышенной влажностью для условий, характерных для Московской области.

Полученные результаты позволяют непосредственно перейти к оценке годовой экономии. Если в первом расчетном режиме принять напряжение равным наибольшему, то суммарные потери активной мощности при хорошей погоде получаются наименьшими, что соответствует наивыгоднейшему режиму работы при отсутствии регулирования. Во втором расчетном режиме регулирование напряжения линии производится в соответствии с условием минимума суммарных потерь активной мощности при каждом виде погоды.

Расчет экономического эффекта на один километр длины линии производился следующим образом.

Для каждого часа суток определялась величина экономии потерь мощности, получаемая вследствие регулирования напряжения. Эта величина умножалась на длительность периода неизменной нагрузки и погоды на трассе в течение года. Таким образом была рассчитана экономия потерь энергии, получаемая за каждый час летних и зимних суток годового цикла (см. табл. 5).

Данные, приведенные в табл. 5, позволяют ориентировочно рассчитать возможную экономию, которая получается при осуществлении регулирования напряжения на линии в зависимости от передаваемой мощности и погоды на трассе.

Развитие линий электропередачи в СССР напряжением 220—500 кв на 1 января 1969 г. характеризовалось следующими показателями: суммарная длина линий 220 кв составила 43 тыс. км; 330 кв — 11,1 тыс. км; 500 кв — 10,1 тыс. км.

При оценке стоимости потерь необходимо учитывать, что коэффициент попадания потерь на корону в максимум нагрузки системы может быть принят равным 0,2 вследствие очень непродолжи-

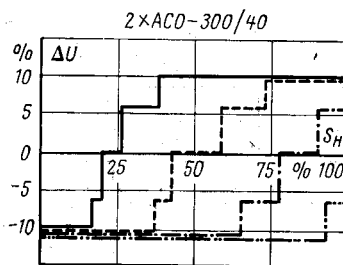
Таблица 5

Суммарные величины экономии потерь энергии для рассматриваемых линий 220—750 кв

Номинальное напряжение, кв	Марка провода	Экономия потерь энергии, квт·ч/км		
		за лето	за зиму	за год
220	АСО-300	7 312	10 223	17 535
	АСУ-240	8 132	11 970	20 102
330	2×АСО-300/40	9 443	12 898	22 341
	2×АСУ-240/40	11 586	15 202	26 788
500	3×АСО-400/40	6 963	8 600	15 563
	3×АСО-330/40	8 151	10 514	18 665
750	4×АСО-500/60	20 623	27 292	47 915
	5×АСУ-240/30	15 354	19 809	35 163

Рис. 4. График наивыгоднейшего напряжения на линии 330 кв в зависимости от передаваемой по ней мощности для разных видов погоды.

— изморозь; — снег;
— дождь; — хорошая погода.



тельного времени совпадения повышенных потерь на корону с наибольшей нагрузкой линий. Поэтому стоимость потерь энергии на корону может быть принята пропорциональной только соответствующей топливной составляющей удельного прироста. С учетом изложенных соображений для ориентировочных расчетов стоимость потерь энергии может быть принята равной 0,5 коп. квт·ч/год. При этом результаты расчета экономического эффекта не будут преувеличены.

Если осуществить регулирование напряжения по описанному выше принципу только на 50% длины всех эксплуатируемых линий 220—500 кв, то годовая экономия составит 3 млн. руб. Широкое применение уменьшенных сечений проводов приведет, как это следует из табл. 5, к соответствующему увеличению экономического эффекта.

Если осуществить регулирование напряжения по описанному выше принципу только на 50% длины всех эксплуатируемых линий 220—500 кв, то годовая экономия составит 3 млн. руб. Широкое применение уменьшенных сечений проводов приведет, как это следует из табл. 5, к соответствующему увеличению экономического эффекта.

Результаты выполненных расчетов позволили также построить показанные на графиках рис. 4—5, зависимости экономически целесообразных напряжений линий при разной величине передаваемой мощности и разных условиях погоды на трассе для всех рассматриваемых в настоящей статье линий 220—750 кв.

Из графиков видно, что при хорошей погоде, продолжительность которой в течение года составляет более 80%, и передаче по линии более 25% натуральной мощности рабочее напряжение должно быть равно или выше номинального, а при передаче более 50% натуральной мощности равно наибольшему рабочему. Этот вывод совпадает с установившейся практикой эксплуатации электрических сетей.

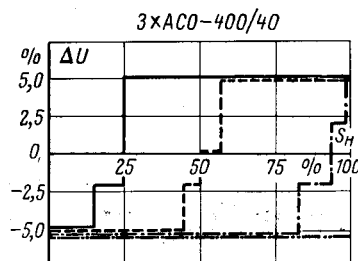


Рис. 5. График наивыгоднейшего напряжения на линии 500 кв в зависимости от передаваемой по ней мощности для различных видов погоды.

— изморозь; — снег;
— дождь; — хорошая погода.

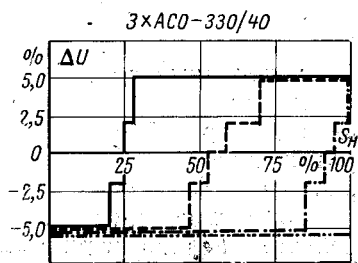


Таблица 6

Рекомендуемые напряжения на линиях в зависимости от передаваемой мощности и погоды

Погода	Передаваемая мощность в % от S_H			
	0—25	25—50	50—75	75—100
Хорошая	$U_{\min} \leq U_p \leq U_H$	$U_H \leq U_p \leq U_{\max}$	$U_{\max}$	$U_{\max}$
Снег	$U_{\min}$	$U_{\min} \leq U_p \leq U_H$	$U_H \leq U_p \leq U_{\max}$	$U_H \leq U_p \leq U_{\max}$
Дождь	$U_{\min}$	$U_{\min}$	$U_{\min} \leq U_p \leq U_H$	$U_H \leq U_p \leq U_{\max}$
Изморозь	$U_{\min}$	$U_{\min}$	$U_{\min}$	$U_{\min} \leq U_p \leq U_H$

В плохую погоду при интенсивном коронировании проводов повышение рабочего напряжения больше номинального может оказаться экономически целесообразным только при передаче по линиям больших потоков мощности. Так, при снеге и передаче по линии более 50% натуральной мощности рабочее напряжение должно быть равно или выше номинального, а при передаче более 75% — должно быть равно наибольшему рабочему. Во время дождя, когда потери на корону увеличиваются еще в большей степени, при передаче по линии более 75% натуральной мощности рабочее напряжение должно быть равно или выше номинального, а при передаче по линии менее 50% натуральной мощности рабочее напряжение должно быть равно наименьшему из принятых в настоящей работе. При изморози рабочее напряжение линии, как правило, должно быть равно наименьшему рабочему и только при передаче по линии более 75% ее натуральной мощности рабочее напряжение следует повышать, но не более чем до номинального значения. Приведенные выше рекомендации сведены в табл. 6.

Таким образом, рекомендуемые в табл. 6 пределы регулирования рабочего напряжения позволяют уже в настоящее время повысить экономичность режимов работы линий электропередачи при наличии соответствующих технических возможностей.

Выводы. 1. В процессе проектирования и эксплуатации линий электропередачи 220—750 кВ необходимо учитывать влияние короны при изменении состояния погоды.

2. Оптимизация режима напряжений должна производиться с учетом действительных условий работы линии в зависимости от изменения метеорологических условий на трассе.

3. Для практического осуществления приведенных в настоящей статье рекомендаций необходимо провести работу по составлению диспетчерских инструкций, позволяющих проводить регулирование напряжения с учетом потерь на корону применительно к конкретным условиям эксплуатации энергосистемы.

4. Автоматическое регулирование напряжения по условию возникновения короны на проводах линии электропередачи требует разработки конструкции специальных датчиков потерь активной мощности.

5. Экономический эффект от регулирования рабочего напряжения в соответствии с состоянием погоды на трассе и величиной передаваемой мощности только за счет снижения потерь энергии оказывается весьма значительным.

6. Осуществление регулирования напряжения по вышеизложенному принципу открывает дополнительные возможности для технико-экономического обоснования применения уменьшенных сечений проводов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левитов В. И. Корона переменного тока М., «Энергия», 1969, с. 272.
2. Руководящие указания по определению среднегодовых потерь мощности на корону для линий электропередачи 330—750 кВ. М., Госэнергоиздат, 1961, 32 с.
3. Левитов В. И., Попков В. И. Методика расчетной оценки уровня потерь мощности и энергии на корону на проводах ЛЭП сверхвысокого напряжения. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1968, № 1, с. 66—78.
4. Савалов С. А. Режимы электропередач 400—500 кВ ЕЭС. М., «Энергия», 1967, 303 с.
5. Мельников Н. А., Роддатис В. К. Регулирование напряжения в питающих сетях. — В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. М., «Энергия», 1968, с. 352—359.
6. Муретов Н. С. Характеристика осадков в районах прохождения линий 400 кВ. — Труды ЦНИЭЛ, вып. II, М., Госэнергоиздат, 1954, с. 318—326.

[21.2.1972]



УДК 621.316.925.2:621.391.8

Уменьшение влияния помех от короны на работу высокочастотного канала дифференциально-фазной защиты

Кандидаты техн. наук А. И. ЛЕВИУШ, Г. В. МИКУЦКИЙ и Е. Д. САПИР
ВНИИЭ

Проведенные во ВНИИЭ исследования показали, что при создании высокочастотных каналов связи для релейной защиты ВЛ 750 кВ большой протяженности возникают серьезные трудности из-за высокого уровня помех от короны и большого затухания линейного тракта канала. Эти трудности особенно велики при использовании дифферен-

циально-фазной защиты. Значительные осложнения вызывает также распределение частот в сетях каналов высокочастотной связи по ВЛ 220—500 кВ, так как из-за сравнительно малой величины перекрываемого затухания высокочастотной аппаратуры для релейной защиты протяженных ВЛ указанных напряжений приходится выбирать только низ-

кие рабочие частоты. В связи с этим найти технические решения, позволяющие уменьшить влияние помех от короны на работу высокочастотного канала защиты. Особенно это важно для ВЛ сверхвысокого напряжения.

В статье рассматривается способ выполнения дифференциально-фазной защиты, позволяющий благодаря снижению влияния помех от короны повысить чувствительность высокочастотного приемника и увеличить за счет этого перекрываемое затухание канала связи приблизительно на 1 нп для ВЛ 330—750 кВ и на 0,5 нп для ВЛ 220 кВ [Л. 1].

Перекрываемое высокочастотной аппаратурой затухание

$$\alpha = p_{\text{пер}} - p_{\text{пр min}},$$

где $p_{\text{пер}}$ — уровень сигнала на выходе передатчика; $p_{\text{пр min}}$ — минимально допустимый уровень приема.

Применяемые в настоящее время высокочастотные передатчики каналов связи релейной защиты имеют уровень передачи не более +5,3 нп. Увеличение уровня передачи связано с большими техническими трудностями, приводящими к снижению надежности аппаратуры.

Эффективным путем повышения перекрываемого затухания является снижение допустимого минимального уровня принимаемого сигнала $p_{\text{пр min}}$, величина которого определяется выражением

$$p_{\text{пр min}} = p_{\text{пом}} + p_{\text{пор/пом}} + p_{\text{с/пор}},$$

где $p_{\text{пом}}$ — уровень помех на выходе приемного фильтра при коротком замыкании в защищаемой зоне; $p_{\text{пор/пом}}$ — превышение уровня порога чувствительности приемника над уровнем помех; $p_{\text{пом}} + p_{\text{пор/пом}}$ — уровень порога чувствительности приемника; $p_{\text{с/пор}}$ — минимально допустимое превышение уровня принимаемого сигнала над уровнем порога чувствительности.

Величина $p_{\text{пор/пом}}$ определяется требованиями помехоустойчивости при коротком замыкании в защищаемой зоне, а величина $p_{\text{с/пор}}$ — требованиями помехоустойчивости при внешних замыканиях [Л. 2].

Уровень помех при коротком замыкании в защищаемой зоне обусловлен в основном двумя причинами — коронированием проводов и генерацией помех в месте замыкания. Как показали исследования [Л. 3], уровень помех от устойчивой дуги в месте замыкания на ВЛ напряжением 220 кВ и выше существенно меньше уровня помех от короны. Коронирование проводов является поэтому основным источником помех, влияющим на выбор уровня порога чувствительности высокочастотного приемника.

Известно, что помехи от короны имеют характер гауссовых (флуктуационных), промодулированных напряжением промышленной частоты. Характер этой зависимости определяется местоположением фазы линии, на которой наблюдаются помехи (крайняя или средняя фаза на линии с горизонтальным расположением проводов), местоположением полосы пропускания фильтра в частотном диапазоне, расстоянием до ближайшего пункта трансформации и другими факторами. Однако при тех погодных условиях, когда уровень помех максима-

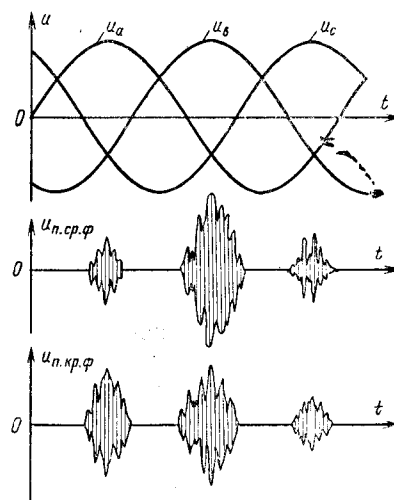


Рис. 1. Распределение напряжения помех от короны в течение периода промышленной частоты в зависимости от местоположения рабочей фазы высокочастотного канала на ВЛ с горизонтальным расположением проводов.

лен (дождь, снег), определяющим является только местоположение рабочей фазы канала связи, т. е. фазы, к которой через аппаратуру высокочастотного присоединения подключен приемопередатчик защиты.

На рис. 1 показан характер зависимости во времени огибающих мгновенных значений напряжения помех от короны при нормальном режиме работы линии электропередачи, на средней $U_{\text{п.ср.ф}}$ и крайней $U_{\text{п.кр.ф}}$ фазах линии с горизонтальным расположением проводов [Л. 4]. За один период промышленной частоты имеют место три пакета помех вблизи положительных максимумов фазных напряжений, обусловленных коронированием фазовых проводов линий.

На средней фазе линии, как видно из огибающих $U_{\text{п.ср.ф}}$ рис. 1, один раз в период наблюдаются наиболее интенсивные помехи, названные ниже максимальными. Длительность этих помех составляет 3—4 мсек. В промежутках между пакетами максимальных помех имеются по два пакета с помехами меньшей амплитуды, названными дополнительными.

Пакеты максимальных помех на средней фазе определяются коронированием этой фазы и располагаются вблизи положительных максимумов напряжения средней фазы. При плохих погодных условиях, а при этих условиях наиболее вероятны повреждения линии, уровень максимальных помех примерно на 1 нп больше уровней дополнительных помех.

В каналах высокочастотной связи релейной защиты на ВЛ сверхвысокого напряжения обычно приходится считаться с помехами, соответствующими огибающим $U_{\text{п.ср.ф}}$ рис. 1, так как в качестве рабочей фазы с одной или обеих сторон линии обычно используется средняя по расположению фаза, поскольку при этом обеспечивается наименьшее затухание в канале. Для высокочастотных каналов дифференциально-фазной защиты при этом необходимо учитывать возможность попадания появляющихся в каждый период промышленной ча-

стоты пакетов максимальных помех в промежутки между пакетами передатчиков при коротком замыкании в защищаемой зоне, которые с учетом влияния тока нагрузки и запаздывания в передаче высокочастотного сигнала с одного конца линии на другой могут составлять 5—6 мсек. Во избежание блокирования защиты под воздействием помех выбор уровня порога чувствительности приемника должен производиться исходя из отстройки от уровня максимальных помех огибающих $U_{п.кр.ф}$ (рис. 1).

Рассматриваемый ниже способ выполнения дифференциально-фазной защиты позволяет исключить воздействие на приемник пакетов максимальных помех за счет специальной фазировки органа манипуляции высокочастотным передатчиком. При этом выбор уровня порога чувствительности приемника может производиться исходя из отстройки от пакетов дополнительных помех, что и позволяет снизить уровень порога чувствительности приемника, как указано выше, примерно на 1 нп для ВЛ 330—750 кв.

Для эффективного использования рассматриваемого способа необходимо обеспечить, чтобы на обоих концах линии характер высокочастотных помех от короны, воздействующих на приемник, соответствовал огибающим $U_{п.кр.ф}$ рис. 1, т. е. чтобы в течение периода промышленной частоты помехи на рабочей фазе содержали бы только по одному пакету максимальных помех. Высокочастотные приемопередатчики обоих полукомплектов защиты должны при этом подключаться к одной и той же фазе, причем эта фаза должна быть средней по расположению на обоих концах линии. Для этого провод рабочей фазы на обоих концах линии должен заходить на обеих подстанциях средним относительно проводов двух других фаз, что может быть достигнуто симметрированием линии с помощью трех пунктов транспозиции, как это показано на рис. 2, где рабочей фазой высокочастотного канала защиты является фаза 2-2. Как показали расчеты на ЦВМ, проведенные во ВНИИЭ, затухание линейного тракта канала средняя фаза — средняя фаза при введении третьего пункта транспозиции практически не изменяется по сравнению с затуханием для канала средняя фаза — крайняя фаза при применяемом в настоящее время способе симметрирования с помощью двух пунктов транспозиции. Введение третьего пункта транспозиции, позволяя существенно увеличить дальность действия высокочастотного канала дифференциально-фазной защиты, практически не будет поэтому ухудшать условия для канала направленной защиты при использовании для него средней фазы на обоих концах линии.

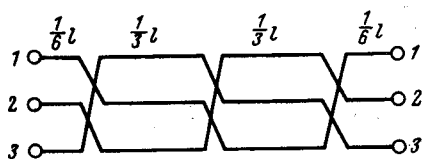


Рис. 2. Схема симметрирования ВЛ с тремя пунктами транспозиции, при которой на обоих концах рабочей фазы 2—2 в течение периода промышленной частоты наблюдается только один пакет максимальных помех от короны.

Ниже показано, что если характер высокочастотных помех от короны соответствует огибающим $U_{п.кр.ф}$ рис. 1, то исключение влияния пакетов максимальных помех независимо от их уровня на работу высокочастотного канала защиты может быть достигнуто совмещением во времени поступающих на вход приемника пакетов этих помех с высокочастотными сигналами приемопередатчиков. Это совмещение должно быть осуществлено при всех видах замыканий на защищаемой линии, при которых рабочая фаза канала защиты остается неповрежденной и уровень напряжения на ней поэтому высокий. Если, например, рабочей фазой для высокочастотного канала защиты является фаза В, то такими видами замыканий являются замыкания фазы А или С на землю, а также между собой и двухфазное замыкание на землю (АО, СО, АС и АСО). При тех видах замыканий, когда рабочая фаза оказывается поврежденной, на ней снижается напряжение промышленной частоты, что приводит к существенному снижению уровня помех, так как последний уменьшается на 1 нп на каждые 15% снижения напряжения [Л. 5].

На действующих линиях, симметрированных с помощью двух пунктов транспозиции, где рабочая фаза высокочастотного канала защиты на одном конце линии является средней, а на другом — крайней, рассматриваемый способ также может быть использован для повышения помехоустойчивости канала. При этом, однако, способ сохраняет свою эффективность только для конца линии, когда рабочая фаза является средней. На другом конце линии, где, в соответствии с огибающими $U_{п.кр.ф}$ рис. 1, в течение периода промышленной частоты на рабочей фазе имеются два пакета помех высокого уровня, полукомплект защиты при высокой чувствительности приемника может блокироваться в начальный момент короткого замыкания. Этот полукомплект защиты будет, однако, работать в каскаде, так как после срабатывания полукомплекта дифференциально-фазной защиты на конце линии, где рабочая фаза является средней, одновременно с подачей сигнала на отключение трех фаз линии осуществляется длительная остановка работы передатчика [Л. 6]. После срабатывания защиты на одном из концов линии паузы между высокочастотными сигналами защиты становятся равными 10 мсек вместо указанных выше 5—6 мсек, и защита будет срабатывать даже при попадании в эти паузы пакетов максимальных помех, поскольку их длительность составляет 3—4 мсек. При высоком уровне помех от короны время срабатывания полукомплекта защиты, работающего в каскаде, может возрасти на 20—25 мсек.

Введение дополнительного пункта транспозиции (рис. 2) для осуществления канала связи дифференциально-фазной защиты приводит к некоторому увеличению затухания высокочастотного канала крайняя фаза — крайняя фаза, которое согласно расчетам, проведенным во ВНИИЭ, может составить, например, для ВЛ 750 кв 0,2—0,5 нп. Это должно проверяться при проектировании высокочастотных каналов в каждом конкретном случае, поскольку по крайним фазам могут осуществляться каналы связи других назначений. Вместе с тем сле-

дует иметь в виду, что использование для дифференциально-фазной защиты на линиях 220—500 кВ канала средняя фаза — средняя фаза обеспечивает возможность повышения частоты канала защиты, позволяя снижать частоты для других каналов и за счет этого получить некоторый выигрыш в перекрываемом затухании для этих каналов.

Бесспорная область применения рекомендаций данной статьи — протяженные линии сверхвысоких напряжений, где в ряде случаев канал дифференциально-фазной защиты без реализации рассматриваемых рекомендаций осуществить невозможно. Кроме того, применительно, например, к электропередаче 750 кВ каналы связи других назначений запроектированы по проводящим грозозащитным тросам, т. е. небольшое увеличение затухания по каналу крайняя фаза — крайняя фаза при трех пунктах транспозиции вообще несущественно.

Указанный выше способ выполнения дифференциально-фазной защиты реализован в защите типа ДФЗ-503, предназначенной для использования на ВЛ 330—750 кВ.

Для совмещения во времени поступающих на вход приемника сигналов передатчиков с пакетами максимальных помех от короны при всех видах коротких замыканий, при которых рабочая фаза канала защиты остается неповрежденной, в органе манипуляции защиты ДФЗ-503 по сравнению с защитой ДФЗ-501 выполнены следующие изменения (работа проведена Г. Г. Якубсоном):

параметры нагрузки и частотного фильтра подобраны так, чтобы получить сдвиг по фазе между напряжением на выходе органа манипуляции и результирующим вектором токов $I_1 + kI_2$ комбинированного фильтра равным углу полного сопротивления линии φ_L , что для ВЛ 330—750 кВ соответствует 81—87°;

выделяются симметричные составляющие прямой и обратной последовательностей рабочей фазы, для чего на панели защиты предусмотрена возможность выполнения соответствующих переключений в цепях тока и напряжения в зависимости от того, какая фаза используется в качестве рабочей для высокочастотного канала.

Для создания аналогичных условий работы канала защиты типа ДФЗ-504 параметры и схему включения ее органа манипуляции необходимо привести в соответствие с параметрами органа манипуляции защиты типа ДФЗ-503.

Исследования показали, что для реализации рассматриваемого способа в защите типа ДФЗ-2, где в нагрузке органа манипуляции отсутствует частотный фильтр и напряжение манипуляции сдвинуто относительно результирующего вектора $I_1 + kI_2$ на

другой угол, чем в защите ДФЗ-504, требуется выполнить иные изменения (работа проведена Л. Н. Медведевой). Применительно к указанной защите необходимо:

подобрать параметры нагрузки органа манипуляции таким образом, чтобы напряжение на его выходе было сдвинуто относительно результирующего вектора токов $I_1 + kI_2$ комбинированного фильтра на угол φ_L — 120°, что для линии 220 кВ соответствует 40—43°;

выделять симметричные составляющие токов прямой и обратной последовательностей отстающей фазы по отношению к рабочей фазе высокочастотного канала защиты.

Ниже в качестве примера рассматривается работа высокочастотного канала защиты типа ДФЗ-503 при ее включении в соответствии с указанными выше положениями. При изложении принято, что приемопередатчики защиты подключены через аппаратуру высокочастотного присоединения к фазе В линии. В связи с этим все приводимые далее диаграммы даны для случая выделения на выходе комбинированного фильтра симметричных составляющих прямой и обратной последователь-

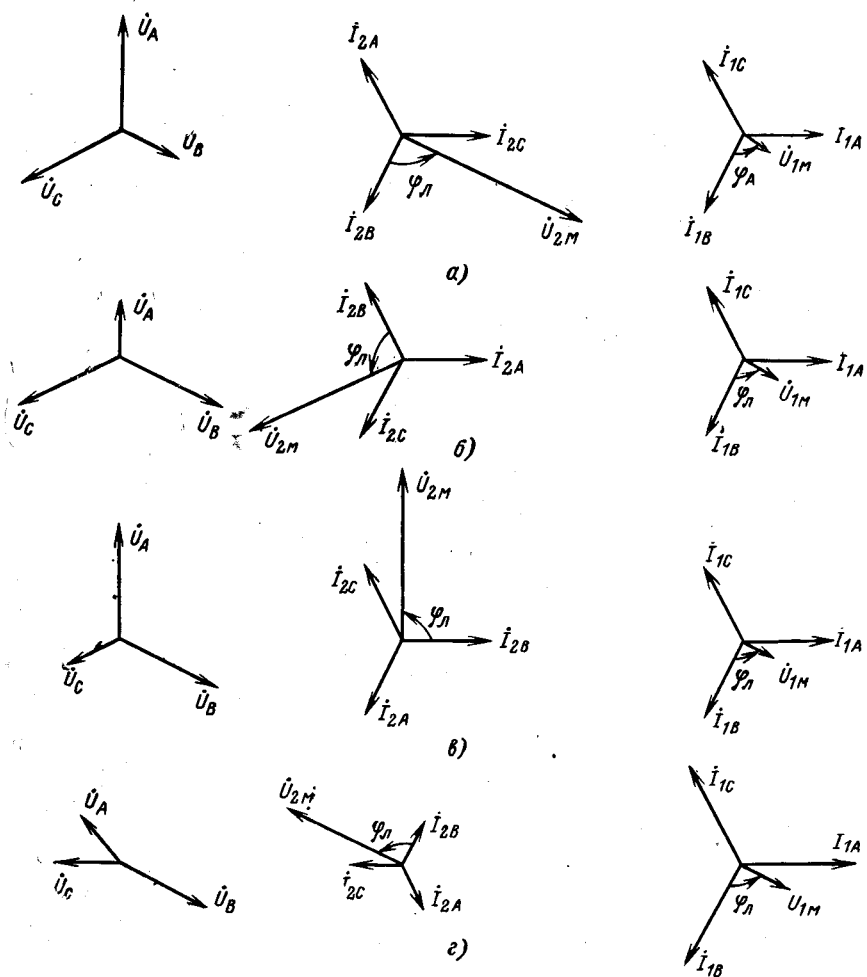


Рис. 3. Векторные диаграммы напряжений манипуляции прямой и обратной последовательностей в защите типа ДФЗ-503 при различных видах коротких замыканий и выделении симметричных составляющих токов фазы В.
а—б — при однофазном замыкании соответственно фаз В, А, С; в — при двухфазном коротком замыкании фаз А и С.

ностей фазы B . Указанные диаграммы соответствуют использованию приемопередатчика, который работает при отрицательных полуволнах напряжения манипуляции, например типа ПВЗД [Л. 7]. На рис. 3 приведены векторные диаграммы аварийных составляющих токов I_1 и I_2 и напряжений манипуляции прямой $\dot{U}_{1м}$ и обратной $\dot{U}_{2м}$ последовательностей на выходе органа манипуляции при однофазных замыканиях фаз B , A , C и двухфазном коротком замыкании на землю фаз A и C .

Однофазные замыкания фаз A и C , двухфазное замыкание на землю фаз A и C , а также двухфазное короткое замыкание фаз A и C являются в рассматриваемом случае теми видами повреждений, при которых напряжение на рабочей фазе B линии существенно не меняется и пакеты максимальных помех сохраняют поэтому высокий уровень. Характер расположения по фазе векторов токов I_1 и I_2 , а также напряжений $\dot{U}_{1м}$ и $\dot{U}_{2м}$ при коротком замыкании фаз A и C полностью соответствует векторной диаграмме при замыкании фаз A и C на землю и отличается от нее только соотношением величин токов прямой и обратной последовательностей. При всех других видах замыканий фаза B , являющаяся рабочей, оказывается поврежденной, и благодаря

снижению напряжения на ней помехи от короны этой фазы резко снижаются и их уровень становится ниже уровня пакетов дополнительных помех нормального режима.

В соответствии с векторными диаграммами рис. 3 на рис. 4 приведено расположение во времени пакетов максимальных помех относительно высокочастотных сигналов приемопередатчиков при их подключении через аппаратуру высокочастотного присоединения к фазе B .

Для наглядности на рис. 4 принято, что приемопередатчики манипулируются только составляющими напряжения манипуляции обратной последовательности $\dot{U}_{2м}$. Высокочастотные сигналы приемника приведены для конца m линии $m-n$. Высокочастотные сигналы с удаленного конца n сдвинуты по фазе относительно сигналов конца m с учетом запаздывания высокочастотных сигналов при их передаче с одного конца линии на другой.

Из рис. 4 следует, что при выполнении и включении органа манипуляции защиты в соответствии с указанными выше положениями действительно имеет место совпадение во времени высокочастотных сигналов приемопередатчиков (отрицательных полуволн напряжения манипуляции $U_{2м}$) с пакетами максимальных помех при всех видах, ранее рассмотренных замыканиях (AO ; CO ; ACO и AC), когда рабочая фаза B остается неповрежденной. Последнее исключает влияние пакетов максимальных помех на работу высокочастотного канала защиты.

При однофазном замыкании фазы B напряжение $\dot{U}_{2м}$ совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_B$, и помехи, обусловленные коронированием фазы B , хотя и располагаются в интервалах времени, когда защита должна срабатывать, но, поскольку их уровень резко снижается благодаря снижению напряжения $\dot{U}_B$, то они и в этом случае не влияют на работу высокочастотного канала. При всех остальных возможных видах коротких замыканий, не рассмотренных на векторных диаграммах рис. 3 (ABO , BCO , AB , BC и ABC), снижение напряжения на фазе B , как и при замыкании фазы B на землю, вызывает уменьшение уровня помех от коронирования этой фазы.

Взаимное расположение пакетов максимальных помех и высокочастотных сигналов приемопередатчиков, приведенных на рис. 4, практически сохраняется не только при манипуляции передатчиками напряжения $\dot{U}_{2м}$, но и при их манипуляции напряжениями

$$\dot{U}_м = \dot{U}_{1м} + \dot{U}_{2м}$$

соответствующими аварийным составляющим комбинации токов $I_1 + kI_2$. Последнее определяется тем, что на ВЛ большой протяженности коэффициент фильтра $I_1 + kI_2$ принимается равным 8—10 [Л. 8] и напряжение $\dot{U}_{1м}$ от аварийной составляющей тока прямой последовательности при всех видах коротких замыканий, когда рабочая фаза канала остается неповрежденной, несущественно влияет на изменение фазы напряжения $U_{2м}$.

При однофазных замыканиях на нерабочих фазах высокочастотного канала (рис. 3) сказанное

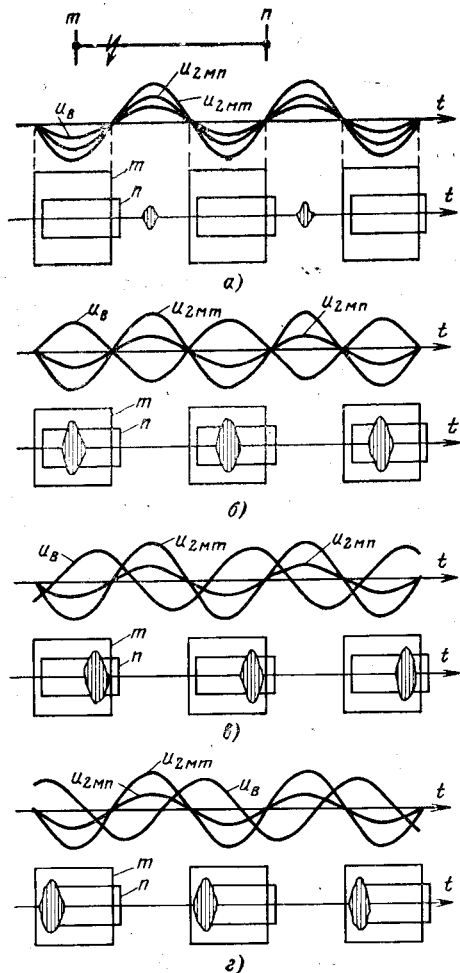


Рис. 4. Взаимное расположение пакетов максимальных помех от короны и высокочастотных сигналов защиты при различных видах коротких замыканий для случая использования фазы B в качестве рабочей.

обусловлено тем, что аварийные составляющие токов прямой и обратной последовательностей близки друг к другу по величине и сдвинуты по фазе на 120° и $kI_2 \gg I_1$. При двухфазном коротком замыкании на землю аварийная составляющая I_1 может оказаться существенно большей чем I_2 . В этом случае, однако, определяющим для рассматриваемого способа является двухфазное короткое замыкание на землю, при котором рабочая фаза высокочастотного канала остается неповрежденной, замыкание фаз A и C на землю (рис. 3) и векторы I_2 и I_1 , выделенные комбинированным фильтром тока, противоположны по фазе ($I_{2в}$ и $I_{1в}$ при коротком замыкании на землю фаз A и C на рис. 3). При расчетном виде двухфазного короткого замыкания на землю аварийная составляющая I_1 не будет, следовательно, влиять на изменение фазы напряжения $U_{2м}$ несмотря на то, что $I_1 > I_2$.

Используя принцип наложения, можно показать, что условия совпадения во времени пакетов максимальных помех и высокочастотных сигналов приемопередатчиков при коротких замыканиях, не связанных с рабочей фазой высокочастотного канала, сохраняются также с учетом тока нагрузки в режиме, предшествующем замыканию. Указанные условия имеют место даже при предельных углах между напряжениями по концам протяженной линии в нагрузочном режиме и минимальных величинах токов короткого замыкания.

Выводы. 1. При рассмотренном выполнении дифференциально-фазной защиты при всех видах коротких замыканий на защищаемой линии устраняется влияние на работу высокочастотного канала защиты пакетов максимальных помех от короны. Это позволяет выбирать чувствительность высоко-

частотного приемника по отстройке от пакетов дополнительных помех.

2. На линиях сверхвысокого напряжения устранение влияния пакетов максимальных помех от короны дает возможность повысить чувствительность приемника по напряжению примерно в 3 раза.

3. Применение рассмотренного способа позволяет без дополнительных затрат увеличить дальность действия высокочастотного канала дифференциально-фазной защиты. Появляется также возможность использовать для высокочастотных каналов дифференциально-фазной защиты более высокие частоты, что улучшает условия выбора и распределения частот в энергосистемах для каналов по линиям электропередач.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сапир Е. Д. Способ выполнения дифференциально-фазной высокочастотной защиты линий дальних электропередач сверхвысокого напряжения. А. с. № 284118 (СССР), Бюлл. изобр., 1970, № 32.
2. Микуцкий Г. В., Скитальцев В. С. Выбор чувствительности приемников высокочастотных каналов связи для релейной защиты.— «Труды ВНИИЭ», 1968, вып. 32.
3. Микуцкий Г. В., Скитальцев В. С., Шалыт Г. М. Экспериментальные исследования электрических помех в высокочастотных каналах по линиям электропередачи при коротких замыканиях.— «Труды ВНИИЭ», 1968, вып. 32.
4. Микуцкий Г. В., Скитальцев В. С. Исследование электрических помех в высокочастотных каналах при нормальных режимах линий электропередачи.— «Труды ВНИИЭ», 1968, вып. 32.
5. Быховский Я. Л. Основы теории высокочастотной связи по линиям электропередачи. М., Госэнергоиздат, 1963.
6. Сапир Е. Д. Дифференциально-фазная высокочастотная защита линий 110—220 кв.— «Электричество», 1955, № 5.
7. Микуцкий Г. В. Высокочастотные приемопередатчики типа ПВЗД для защиты линий большой протяженности.— «Электрические станции», 1959, № 7.
8. Кочетов В. В., Сапир Е. Д., Якубсон Г. Г. Наладка и эксплуатация релейной части дифференциально-фазных высокочастотных защит линий 400—500 кв. М., ГЭИ, 1962.

[18.10.1971]



УДК 621.311:621.3.016.352

Влияние некоторых факторов и их погрешности на динамическую устойчивость энергосистем¹

Канд. техн. наук СТЕФАН ИЛИЕВ
Болгария

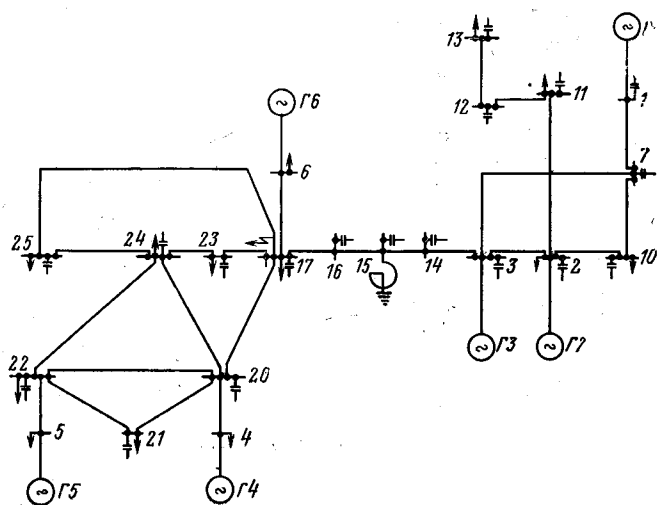
Исследования по учету влияния некоторых факторов на точность вычисления электромеханических переходных процессов, имеющиеся в настоящее время, относятся к ограниченным по размеру энергетическим системам. По этим причинам, представленным в литературе, анализ имеет в большей степени методический характер. Проведение аналогичных исследований в сложной энергетической системе дает возможность глубже отразить их особенности и сделать конкретные практические выводы. Необходимость в подобных исследованиях особенно очевидна при оперативных и перспективных вычислениях, когда введение в разумной степени упрощений путем неучета некоторых факторов, мало влияющих на точность, может дать зна-

чительную экономию машинного времени ЦВМ. С другой стороны, исследование влияния погрешности о некоторых факторах, изменяющихся одновременно в различном направлении относительно величины, принятой за базисную, дает возможность выделить наиболее существенные из них.

Поставленную задачу можно решить на основе применения метода статистических испытаний (метод Монте-Карло) или теории планирования эксперимента. Применение метода Монте-Карло для сложных энергосистем связано со значительной затратой машинного времени. По этой причине в данной работе принят метод планирования эксперимента.

В общем случае зависимость, выражающая связь между некоторой величиной y и определен-

¹ В порядке обсуждения.



В настоящем исследовании предполагаются допущения линейности зависимости (1) и малой взаимозависимости между рассматриваемыми независимыми параметрами. При такой постановке исследования проводятся с использованием эксперимента типа 2⁴⁵⁻¹¹, полученного из полного факторного планирования 2⁴, в котором все эффекты взаимодействия приравняются новым линейным эффектам. Таким образом, количество независимых k , влияющих на динамическую устойчивость рассматриваемой энергетической системы, равно 15. Схема планирования дана в табл. 1, где плюс и минус — соответственно верхний и нижний предел изменения параметров [Л. 1].

В соответствии с вышеуказанным (1) принимает вид:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i x_i; \quad (2)$$

ным числом независимых переменных, изменяющихся в некоторых границах, может быть представлена полиномом первого, второго или третьего порядка [Л. 1]:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^k b_i x_i + \sum_{i>j}^k b_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^k b_{ii} x_i^2 + \dots \quad (1)$$

где b_0 , b_i , b_{ij} , b_{ii} — выборочные коэффициенты регрессии; x_i — независимые переменные (факторы); k — количество независимых переменных.

При исследовании, связанных с приложением теории планирования эксперимента, существенным является правильный выбор степени полинома. Пока отсутствуют методы предварительного определения степени этого уравнения, на практике он решается либо интуитивно, либо с помощью последовательного регрессионного анализа.

При решении последним способом вычисления начинают с принятия линейной зависимости. Проводится анализ значимости полученного уравнения посредством критерия Фишера. Если уравнение незначимо, вычисления проводят заново при более узких границах варьирования параметров.

где x_{iu} — значение (± 1) для u -го опыта, соответствующего i -му столбцу схемы (матрицы); y_u — результат u -го опыта (эксперимента, вычисления).

В уравнении регрессии факторы x_i определяются выражением:

$$x_i = \frac{X_i - X_{i\text{ср}}}{\Delta X_i},$$

где ΔX_i — диапазон изменения параметра; $X_{i\text{ср}}$ — среднее (базисное) значение параметра.

Анализ установления значимости коэффициентов b_i и достоверности зависимости (2) производится посредством применения критерия Стьюдента и соответственно критерия Фишера при достоверности $p=0,95$ [Л. 1 и 2].

Исследуемая схема энергетической системы показана на рисунке. Параметры, влияющие на динамическую устойчивость системы, приняты следующими (табл. 2а):

Таблица 1

Номер расчета	Факторы														
	x_1	x_2	x_3	x_4	$x_1 x_2$	$x_1 x_3$	$x_1 x_4$	$x_2 x_3$	$x_2 x_4$	$x_3 x_4$	$x_1 x_2 x_3$	$x_1 x_2 x_4$	$x_1 x_3 x_4$	$x_2 x_3 x_4$	$x_1 x_2 x_3 x_4$
	P_4	Q_4	P_5	Q_5	P_{17}	Q_{17}	P_{23}	Q_{23}	σ_4	T_{p4}	σ_5	T_{p5}	σ_6	T_{p6}	$t_{к.3}$
1	—	—	—	—	+	+	+	+	+	+	—	—	—	—	+
2	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	+	+	+	+	—
3	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4	+	+	—	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5	—	—	+	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
6	+	—	+	—	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7	—	+	+	—	—	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—
8	+	+	—	—	+	+	+	—	—	—	—	—	—	—	—
9	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10	+	—	—	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
11	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12	+	+	—	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13	—	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
14	+	—	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15	—	+	+	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16	+	+	+	—	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+

Таблица 2а

Узел	Нагрузка		Конденсаторы мкф	Узел	Нагрузка		Конденсаторы мкф
	P, Мвт	Q, Мва			P, Мвт	Q, Мва	
1	—	—	0,74	14	—	—	2,87
2	280	135	0,62	15	1	325	8,00
3	—	—	0,84	16	—	—	5,13
4	510	250	—	17	200	100	2,45
5	889	433	—	20	—	—	3,03
6	51	26	—	21	174	53	0,87
7	—	—	1,06	22	149	75	1,65
10	316	80	0,24	23	115	40	0,64
11	180	76	0,37	24	100	33	2,43
12	—	—	1,00	25	302	50	2,22
13	120	50	0,49				

Таблица 2б

Узлы	Параметры ЛЭП		Узлы	Параметры ЛЭП	
	R, ом	X, ом		R, ом	X, ом
1—7	7,32	50,3	14—15	1,21	17,0
2—3	0	12,82	15—16	2,69	30,2
2—10	4,00	26,1	16—17	0	15,6
2—11	5,92	88,4	17—20	12,3	81,0
3—7	1,32	10,8	17—23	3,40	22,3
3—12	2,64	16,1	17—25	9,35	93,5
3—14	0	11,15	20—21	3,64	19,3
3—14	0	11,15	20—22	4,22	42,2
5—22	0	7,5	20—24	3,38	22,5
6—17	0	15,85	21—22	4,00	15,2
7—10	0	18,4	22—24	18,7	69,6
11—12	0	28,8	23—24	7,3	48,0
11—13	1,98	16,6	24—25	8,14	50,2

а) время двухфазного короткого замыкания на землю в начале ЛЭП 17—25, $t_{к.з.}=0,12$ сек и изменяется оно в пределах $\pm 20\%$, т. е. на 0,10—0,14 сек;

б) нагрузка в узлах 4, 5, 17 и 23 изменяется в пределах $\pm 25\%$ от значений, указанных в табл. 2б;

в) статизм и постоянные времени регуляторов скорости изменяются в границах $\pm 30\%$ и $\pm 20\%$ (узлы 5, 6) от указанных в табл. 3 величин.

При вычислении динамической устойчивости системы регуляторы возбуждения всех генераторов учитываются упрощенно: поддерживающими э. д. с. $E'=\text{const}$ за соответствующим индуктивным сопротивлением. Нагрузка в узловых точках системы моделируется постоянным сопротивлением $z=\text{const}$.

Таблица 3

Узел	Параметры генератора					
	P, кВт	Q, Мва	X', ом	T _y , сек	σ , %	T _p , сек
G1	∞	∞	0	∞	—	—
G2	550	260	17,8	7,5	—	—
G3	550	230	20,3	7,5	—	—
G4	840	380	9,4	10	7	0,5
G5	834	540	21	7	7	0,5
G6	537	260	29,1	7,5	7	0,5

Время бестоковой паузы действующего АПВ равно 0,4 сек.

Вычисления проводились на ЦВМ М-220-М по программе ВНИИЭ. Влияние параметров на динамическую устойчивость системы учитывается в программе путем изменений, которые они вносят во взаимный угол колебаний δ_{ii} между первым и остальными роторами генераторов в течение всего переходного процесса ($i=2\div 6$). Результаты проведенных вычислений, а также коэффициенты требуемой зависимости даны в табл. 4.

Анализ уравнений регрессии для взаимных углов генераторов в рассматриваемой энергетической системе дает возможность сделать некоторые замечания принципиального характера.

1. Влияние электрической нагрузки. Удаленность нагрузки от генераторов не является достаточным условием оценки влияния максимального качания роторов при данном возмущении в системе. На этот вопрос правильный ответ дает лишь средний угол качания, определенный со своим знаком. Так, например, активные (реактивные) мощности нагрузки в узлах 4, 5 и 17 отрицательно (положительно) влияют на качания роторов G4 и G5 и положительно (отрицательно) на G6, G2 и G3, хотя G4, G5 и G6 находятся вблизи, а G2 и G3 электрически удалены от них. Поэтому интуитивно сделанный вывод относительно благоприятного влияния ближайшей электрической нагрузки на качания ротора генератора, может привести к существенным ошибкам. Неточный отсчет нагрузок ведет к большим ошибкам при вычислении взаимных углов. Как видно из табл. 4, неточность приблизительно в 1% о величине нагрузок приводит к ошибке, в среднем, около 10%.

Таблица 4

Номер опыта	Результат опыта					Коэффициент	Параметр	Зависимость y				
	δ_{21}	δ_{31}	δ_{41}	δ_{51}	δ_{61}			δ_{21}	δ_{31}	δ_{41}	δ_{51}	δ_{61}
1	38,18	38,09	42,64	36,76	34,40	b_0	—	33,77	33,40	—9,92	—16,51	16,35
2	29,09	28,99	—32,34	—31,88	27,73	b_1	P_4	—4,96	—5,02	—25,84	—21,91	—17,30
3	41,30	41,90	51,54	51,39	47,35	b_2	Q_4	2,01	1,97	7,42	5,03	6,94
4	32,74	32,08	—35,17	—34,15	33,12	b_3	P_5	—6,68	—6,93	—40,48	—47,25	—29,23
5	20,65	20,09	—62,04	—72,73	—42,71	b_4	Q_5	3,38	3,39	18,92	17,73	9,67
6	28,47	27,43	—78,12	—85,86	—38,26	b_5	P_{17}	—2,96	—2,88	—8,14	—6,17	—7,81
7	30,69	30,40	—44,28	—54,17	29,62	b_6	Q_{17}	3,22	3,13	6,19	8,49	—7,51
8	21,20	20,59	—72,89	—81,80	—37,85	b_7	P_{23}	—2,43	—2,28	—0,04*	2,27	—6,81
9	45,25	45,76	59,82	60,39	56,86	b_8	Q_{23}	—1,37*	—0,62*	2,40	—0,39*	2,00
10	38,32	38,15	32,05	36,00	43,58	b_9	σ	0,69*	0,60*	3,78	0,84	—4,45
11	69,61	68,19	96,39	97,49	82,85	b_{10}	T_4	—1,76	—1,67	—4,98	—7,85	—0,25*
12	28,50	29,53	29,58	31,38	38,74	b_{11}	σ_5	1,22*	1,09*	—1,79	0,97	—3,01
13	31,05	30,39	—38,97	—47,65	27,05	b_{12}	T_5	—0,74*	—0,58*	—5,11	—2,43	2,12
14	23,26	22,62	—61,72	—67,38	—33,35	b_{13}	σ_6	1,35*	1,14*	—8,43	—5,50	—2,25
15	32,05	32,07	22,29	—26,82	33,75	b_{14}	T_6	—0,36*	—0,26*	0,28	—1,85	—4,80
16	28,59	27,71	—67,46	—73,68	—41,32	b_{15}	$t_{к.з.}$	3,57	3,21	—1,69	0,85	5,03

* Коэффициенты оказываются незначительными после применения критерия Стьюдента.

Неточность данных о нагрузках вблизи места возмущения отражается на качании роторов ближайших генераторов в несколько раз сильнее, чем для удаленных.

2. Влияние параметров регуляторов скорости. На основании исследования складывается впечатление, что регуляторы скорости оказывают благоприятное влияние на качание Г6, находящегося ближе всего к месту возмущения, если его параметры больше базисных. Однако исследования показывают, что удаленные от места короткого замыкания генераторы (Г4 и Г5) качаются слабее, если их статизм σ больше, а постоянная времени T_p меньше базисных величин. Кроме того, влияние постоянной времени T_p на устойчивость системы сильнее, чем влияние статизма σ .

Исследования показывают, что ошибки в 10% по отношению к статизму и постоянной времени регуляторов скорости генераторов, ближайших к месту возмущения, могут привести к погрешности в результатах расчета на 10%.

3. Влияние продолжительности короткого замыкания. Продолжительность возмущения отражается сильнее всего на качании ротора ближайшего генератора в системе и места возмущения, влияние $t_{к.з}$ может быть незначительным и даже благоприятным, каким является случай с генератором Г5. Неточность величины продолжительности возмущения

порядка 5% может дать ошибку в расчетах взаимных углов до 10% для ближайших к месту возмущения генераторов. Это обстоятельство показывает, что противоаварийная автоматика энергетической системы должна обладать значительным быстродействием.

Выводы. 1. Теория планирования эксперимента при вычислении динамической устойчивости сложных энергетических систем дает ценную информацию о влиянии ряда параметров. Ее применение для перспективных исследований устойчивости системы является особенно полезным, когда необходимо правильно выбрать некоторые параметры, величины которых предварительно не известны. В этом случае целесообразно провести исследование, используя схему планирования эксперимента с небольшим числом независимых переменных.

2. Влияние погрешности о нагрузках в узлах при исследовании динамической устойчивости весьма велико и в значительной мере превышает влияние параметров регуляторов скорости и продолжительности возмущения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Налимов В. В., Чернова Н. А. Статистические методы планирования экстремальных экспериментов. М., «Наука», 1965, 235 с.
2. Митропольский А. К. Техника статистических вычислений. М., «Наука», 1971. 180 с.

[11.5.1972]



УДК 621.314.224:621.018.782.3

Каскадный трансформатор тока с дополнительной ступенью¹

Доктор техн. наук А. Д. ДРОЗДОВ

Новочеркасск

Канд. техн. наук А. Н. ВИСЯЩЕВ, инженеры И. З. БАГЛЕЙБТЕР и Б. А. ХОМУТОВ

Иркутск

К релейной защите сетей 500 кВ предъявляются высокие требования в отношении быстродействия. Полное время срабатывания не должно превышать 30—40 мсек. Длительность же протекания апериодической слагающей тока в первичной цепи может достигать десятков периодов. Поэтому защита работает в начальной стадии переходного процесса.

В указанных сетях применяются каскадные трансформаторы тока (ТТ) типов ТФНКД и ТРН. В [Л. 1] приведены результаты их испытаний при пониженном напряжении (до 3 кВ) и расчетов на АВМ. При постоянной времени первичной цепи 0,2—0,3 сек в переходном процессе с большой апериодической слагающей наибольшее насыщение сердечников наступает примерно в третьем периоде и действующее значение вторичного тока составляет 16—20% периодической слагающей приведенного первичного тока (токовая погрешность 80—84%), а угловая погрешность 40—50°. При реальных замыканиях в сетях 500—750 кВ условия работы ТТ легче, чем при испытаниях на пониженном напряжении. При высоком напряжении замыкания, как правило, начинаются при большом напряжении, так как вначале происходит пробой, и апериодическая слагающая не имеет максимального значения. При замыканиях на линиях активное сопротивление проводов, дуги и заземлений снижают постоянную времени. Все это требует правильного и быстрого действия защит. Наиболее тяжелые условия и опасность затяжки действия реле возникают при неуспешном АПВ в случае большой апериодической слагающей или при включении на короткую. Неселективные действия из-за насыщения почти не наблюдаются, так как защиты отстроены от токов небаланса сопротивлением в дифференциальной цепи и подбором ТТ по предельной кратности.

Несмотря на облегчающие обстоятельства в сетях высокого напряжения могут быть значительные искажения вторичных токов. Улучшать действие защит в переходных режимах можно уменьшением сопротивлений обмоток и нагрузок ТТ, улучшением их характеристик и проектированием защит с обеспечением правильного их действия в переходных режимах.

Назрела также необходимость в разработке специальных ТТ, не подверженных насыщению апериодической слагающей. Эта задача может быть решена с помощью дополнительного трансформа-

Назрела также необходимость в разработке специальных ТТ, не подверженных насыщению апериодической слагающей. Эта задача может быть решена с помощью дополнительного трансформа-

¹ В порядке обсуждения.

тора ДТ (рис. 1), который может быть с сердечником с зазорами или воздушным. К вторичной обмотке ДТ подключается обычный каскадный ТТ. Конструктивно ДТ легко выполняется, так как не имеет высоковольтной изоляции. При составлении схемы замещения он изображается дросселем без активного сопротивления.

Возникающие токовую и угловую погрешности можно скомпенсировать полностью при некоторой средней нагрузке. Благодаря большому сопротивлению обмоток изменение нагрузки не приводит к значительному изменению общего сопротивления каскадного ТТ. Расчеты показали, что при изменении нагрузки ТФНКД-500 от нуля до номинальной общее сопротивление изменяется лишь на 6—7%.

Установившийся режим схемы без активного шунта. Можно пренебречь малым намагничивающим током сердечников основного каскадного ТТ, т. е. считать характеристику намагничивания прямоугольной. Погрешность при этом определяется только током намагничивания ДТ. Схема замещения показана на рис. 1, б (без шунта), где $Z_2 = Z_{об} + Z_T$ — суммарное сопротивление всех обмоток, включая вторичную обмотку ДТ. Все сопротивления считаем приведенными к первичной обмотке ДТ.

Первичную н. с. ДТ можно выразить через вторичные и намагничивающие ампер-витки:

$$I_1 \omega_1 = \sqrt{(I_2 \omega_2)^2 + (I_0 \omega_1)^2 + 2 I_2 \omega_2 I_0 \omega_1 \sin \varphi_2},$$

где $\varphi_2 = \arctg \frac{x_2}{r_2}$ — угол вторичной цепи ДТ, включая его обмотку.

Отсюда отношение токов ДТ

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{1 + \left(\frac{I_0}{I'_2}\right)^2 + 2 \frac{I_0}{I'_2} \sin \varphi_2},$$

где $I'_2 = I_2 \frac{\omega_2}{\omega_1}$ — приведенный вторичный ток.

Если учесть, что $\frac{I_0}{I'_2} = \frac{z_2}{x_0}$, $\sin \varphi_2 = \frac{x_2}{z_2}$, то

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{\omega_2}{\omega_1 x_0} \sqrt{x_0^2 + z_2^2 + 2 x_0 x_2}. \quad (1)$$

Следовательно, при заданном первичном токе вторичный ток зависит от сопротивлений вторичной цепи, включая нагрузку. При некоторой средней нагрузке (50—75% номинальной) отношение токов назовем номинальным коэффициентом трансформации ДТ:

$$n_{ДТ} = \frac{I_{1ном}}{I_{2ном}}.$$

Тогда общий номинальный коэффициент трансформации

$$n_{ном} = n_{ДТ} n_{ТТ},$$

где $n_{ТТ}$ — коэффициент трансформации основного ТТ.

Токовая погрешность, вносимая ДТ при других нагрузках,

$$f = \frac{I_2 n_{ДТ}}{I_1} - 1. \quad (2)$$

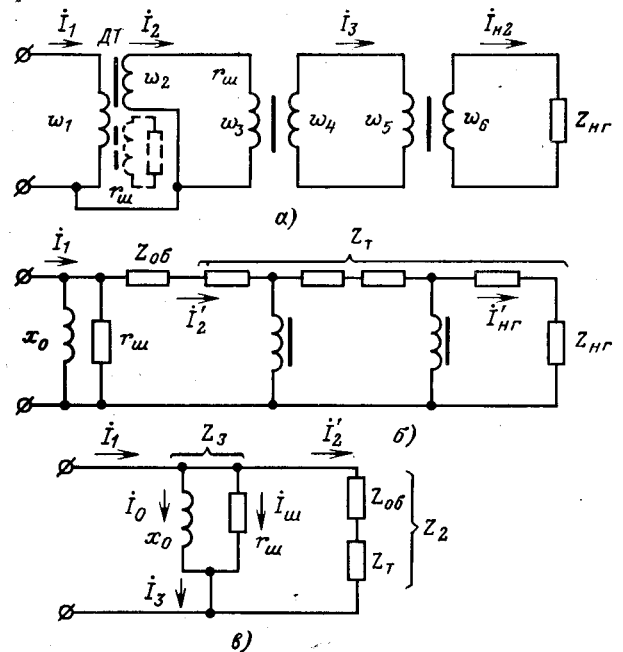


Рис. 1. Трансформатор тока и схемы замещения (пунктиром показан активный шунт).

Угловая погрешность

$$\delta = \arctg \frac{r_2}{x_0 + x_2}. \quad (3)$$

Расчеты показывают, что при использовании воздушного ДТ с основным ТТ типа ТФНКД-500 и изменении нагрузки от нуля до номинальной токовая погрешность изменяется на 5,2%, а угловая на 4°. Если схему настроить так, чтобы токовая погрешность отсутствовала при нагрузке, равной половине номинальной, то токовая погрешность будет меняться в пределах $\pm 2,6\%$.

Для компенсации угловой и полной погрешности целесообразно на ДТ нанести специальную обмотку с активным сопротивлением $r_{ш}$ (показана на рис. 1 пунктиром). Сопротивления x_0 и $r_{ш}$ сдвигают вторичный ток в противоположные стороны. Параметры можно подобрать таким образом, чтобы при некоторой средней нагрузке отсутствовали токовая, угловая, а следовательно, и полная погрешности.

Для синусоидальных токов удобно ввести понятие тока полной погрешности в комплексной форме

$$I_* = I_{нном} - I_1. \quad (4)$$

Номинальный коэффициент трансформации может значительно отличаться от отношения витков

$$n_w = \frac{\omega_6 \omega_4 \omega_2}{\omega_5 \omega_3 \omega_1}.$$

Приведенный к первичной цепи ток нагрузки

$$I'_н = I_{н} n_w. \quad (5)$$

Параметры целесообразно подобрать таким образом, чтобы при нагрузке 50—75% номинальной погрешность отсутствовала и $n_{ном} = I_1 / I_{н}$.

При других нагрузках полная погрешность

$$\varepsilon = \frac{I_*}{I_1} = \frac{I_{н} n_{ном} - I_1}{I_1}. \quad (6)$$

Токовая погрешность определяется по модулям токов:

$$f = \frac{I_n n_{\text{ном}} - I_1}{I_1}.$$

Подставим в выражение (4) ток нагрузки из (5), тогда

$$I_s = \frac{n_{\text{ном}}}{n_{\text{в}}} I'_n - I_1 = k I'_n - I_1; \quad k = \frac{n_{\text{ном}}}{n_{\text{в}}}. \quad (7)$$

Из рис. 1, в следует, что

$$I'_n = I'_2 = I_1 \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3}; \quad z_3 = r_{\text{ш}} \parallel jx_0,$$

после подстановки этих выражений в (7) имеем:

$$I_s = \frac{Z_3(k-1) - Z_2}{Z_2 + Z_3} I_1. \quad (8)$$

Ток полной погрешности отсутствует, если числитель равен нулю, т. е. при равенстве комплексных сопротивлений:

$$Z_3(k-1) = Z_2, \quad (9)$$

или при равенстве сопротивлений и углов:

$$r_3(k-1) = r_2; \quad x_3(k-1) = x_2; \quad \varphi_3 = \varphi_2. \quad (10)$$

Следовательно, для компенсации полной погрешности необходимо

$$\frac{r_2}{x_2} = \frac{r_3}{x_3} = \frac{x_0}{r_{\text{ш}}}. \quad (11)$$

Полная погрешность полностью уничтожается при средней нагрузке. При других нагрузках полная погрешность определяется по выражениям (6) и (8). Токовая погрешность будет положительна при малых нагрузках и отрицательна при больших.

Пример. Рассчитаем дополнительный воздушный трансформатор для основного ТТ типа ТФНКД-500. Расчет ведем в предположении, что $n_{\text{ТТ}} = 500/1$, $n_{\text{ДТ}} = 4$, а результирующий $n_{\text{ном}} = 2000/1$.

В соответствии с произведенными измерениями при нагрузке, равной половине номинальной и токе 500 А, получено общее сопротивление основного трансформатора: $r_{\text{ТТ}} = 1,48 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$; $x_{\text{ТТ}} = 10,17 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$; $\varphi_{\text{ТТ}} = 81^\circ 46'$.

Сопротивление вторичной обмотки ДТ предварительно примем $r_{06} = 10^{-3} \text{ ом}$; $x_{06} = 10^{-3} \text{ ом}$. Тогда общие сопротивления вторичной цепи: $r_2 = 2,48 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$; $x_2 = 11,17 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$.

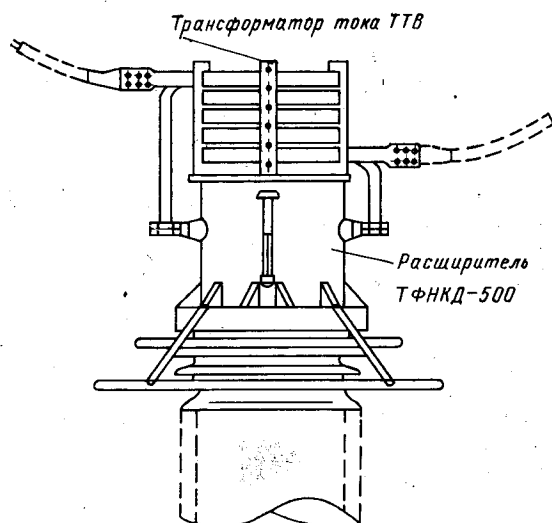


Рис. 2. Установка добавочной ступени.

На основе (9—11) $x_0 = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$; $r_{\text{ш}} = 17,5 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$.

Выполним воздушный трансформатор из двух однослойных концентрических катушек одинаковой длины и с одинаковым числом витков. Расчет индуктивности произведем в предположении, что витки представляют коаксиальные круговые контуры. Первичная обмотка является внутренней и выполнена на алюминиевой шине $80 \cdot 10 = 800 \text{ мм}^2$, вторичная, наружная, $40 \cdot 10 = 400 \text{ мм}^2$. Диаметр катушек выбран из конструктивных соображений несколько меньшим диаметра расширителя ТФНКД-500 (рис. 2). У первичной, внутренней, обмотки наружный диаметр $D = 0,704 \text{ м}$, внутренний $d = 0,684 \text{ м}$. Примем приближенно сопротивление взаимной индукции x_0 равным общему сопротивлению первичной обмотки. В соответствии с [Л. 2] определяем число витков первичной обмотки:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{4x_0}{\pi \mu_0 \left(\frac{d}{a}\right)^2 (l_1 F_1 - l_2 F_2)}} = 4,5,$$

где $a = 0,427 \text{ м}$ — длина соленоида; $l_2 = 0,5 \sqrt{D^2 + 4a^2} = 0,555$; $l_2 = 0,5D = 0,352$; $F_1 = 0,982$; $F_2 = 0,86$ — величины, взятые из таблиц [Л. 2].

Аналогично определяем индуктивность верхней вторичной катушки: $x_2 = x_0 + x_{06} = 4,24 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$, откуда приближенно сопротивление обмотки $x_{06} = 0,32 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$. Активное сопротивление обмотки $r_{06} = \rho l / S = 0,81 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$.

Имея уточненные значения, можно повторить расчет с последовательным приближением. Но новые значения числа витков и $r_{\text{ш}}$ незначительно отличаются от первоначальных.

В соответствии с выполненными расчетами изготовлены два образца ДТ, показанные на рис. 2. Как показали измерения, погрешности расчетов составляли около 5%. Для уточнения результатов в образцах предусмотрено плавное изменение числа витков и $r_{\text{ш}}$, что позволило точно настроить схему при нагрузке, равной половине номинальной, и получить коэффициент трансформации 2000/1 при отсутствии угловой погрешности. Опыты показали, что при изменении нагрузки от нуля до номинальной токовая погрешность составляла $\pm 2,6\%$, угловая менее $30'$.

Четкая работа устройства зависит от стабильности шунта $r_{\text{ш}}$. Для него выполнена специальная третья обмотка, число витков которой подбиралось таким образом, чтобы $r_{\text{ш}} = 10-20 \text{ ом}$ (из конструктивных соображений). Регулировкой достигалось отсутствие угловой погрешности.

Действие схемы при переходных процессах. Ток с наибольшей аперриодической слагающей

$$i_1 = I_m (e^{p_1 t} - \cos \omega t); \quad p_1 = \frac{-1}{T_1}.$$

Этот ток можно заменить изображением по Лапласу:

$$I_1(p) = I_m \left(\frac{1}{p - p_1} - \frac{p}{p^2 + \omega^2} \right).$$

На основе рис. 1 вторичный ток (приведенный к первичной обмотке)

$$I'_2(p) = I_1(p) \frac{p r_{\text{ш}}}{L_2 (p^2 + p b + \omega^2)},$$

$$\text{где } b = \frac{r_2}{L_2} + \frac{r_{\text{ш}}}{L_2} + \frac{r_{\text{ш}}}{L_0}.$$

Решение приведенных уравнений с учетом соотношения (11) определяет вторичный ток:

$$i'_2 = I_m \frac{r_{\text{ш}}}{L_2} \left[\frac{p_1}{p_1^2 + b p_1 + \omega^2} e^{p_1 t} + \frac{p_2 (\omega^2 + p_2 p_1)}{(b + 2 p_2) (p_2 - p_1) (p_2^2 + \omega^2)} e^{p_2 t} + \frac{p_3 (\omega^2 + p_3 p_1)}{(b^2 + 2 p_3) (p_3 - p_1) (p_3^2 + \omega^2)} e^{p_3 t} - \frac{1}{b} \cos \omega t \right], \quad (12)$$

$$\text{где } p_{2,3} = -\frac{b}{2} \pm \sqrt{\frac{b^2}{4} - \omega^2}.$$

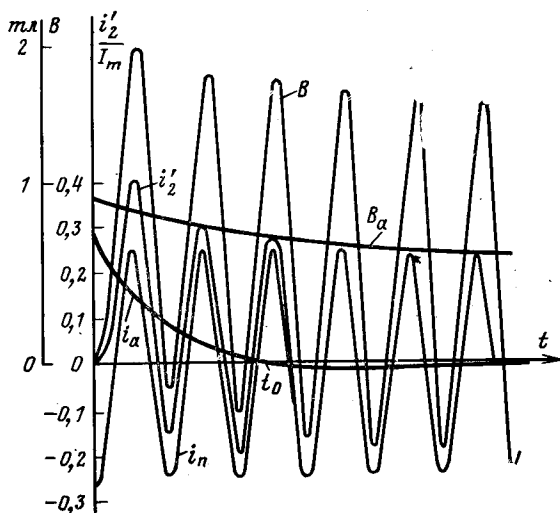


Рис. 3. Расчетные переходные токи и индукция.

При указанных выше параметрах и постоянной времени первичной цепи $0,25 \text{ сек}$ $b=1,972$; $p_1=-4$; $p_2=-50$; $p_3=-1,922$. Третьим членом в скобках (12) можно пренебречь, так как он мал по величине и имеет незначительную постоянную времени. Тогда

$$i'_2 = I_m (-0,022e^{-4t} + 0,272e^{-50t} + 0,25 \cos \omega t). \quad (13)$$

Начальное значение аperiodической слагающей, затухающей с постоянной времени первичной цепи (первый член), меньше периодической слагающей в 11 раз. Наибольшее значение имеет вторая аperiodическая слагающая, но она затухает в 10 раз быстрее и противоположна по знаку первой. Все это говорит о том, что ДТ значительно уменьшает аperiodические токи в основном трансформаторе тока. График тока приведен на рис. 3. Вначале результирующая аperiodическая слагающая положительна и сердечники намагничиваются. Через время

$$t_0 = \frac{1}{p_1 - p_2} \ln \frac{A_2}{-A_1} = \frac{1}{-4 + 50} \ln \frac{0,27}{0,022} = 0,055 \text{ сек}$$

аperiodическая слагающая меняет знак и сердечники размагничиваются. Можно приблизительно считать, что время t_0 является временем существования переходного процесса.

Определим насыщаются ли сердечники основного ТТ или весь переходный процесс ограничивается частью характеристики намагничивания, при которой намагничивающий ток мал. Электродвижущая сила вторичной обмотки верхнего звена основного трансформатора

$$\omega_3 S \frac{dB}{dt} = ri'_2 + L \frac{di'_2}{dt},$$

где $\omega_3=4$ — число витков первичной обмотки основного трансформатора, или приведенное число витков вторичной обмотки; $S=0,0158 \text{ м}^2$ — сечение сердечника верхнего звена каскада; $r=0,9 \cdot 10^{-3} \text{ ом}$ — приведенное сопротивление обмоток вторичной цепи и нагрузки верхнего сердечника, т. е. обмоток 4, 5, 6 и нагрузки (рис. 1); $L=1,8 \cdot 10^{-5} \text{ гн}$ — индуктивность этих обмоток и нагрузки. (Здесь значения сопротивлений, токов и чисел витков приведены к первичной цепи).

После интегрирования получим приращение индукции верхнего сердечника:

$$B - B_r = \frac{1}{\omega_3 S} \left(Li'_2 + r \int i'_2 dt \right), \quad (14)$$

где B_r — остаточная индукция перед коротким замыканием.

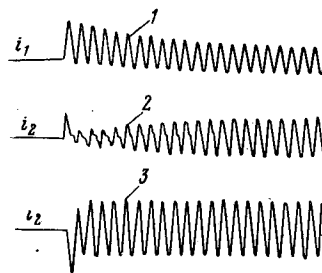


Рис. 4. Экспериментальные токи без добавочного трансформатора и с добавочным трансформатором.

Подставим в (14) значение вторичного тока (13):

$$B - B_r = I_m [0,712e^{-4t} - 0,72 \cos(\omega t + 9^\circ)] 10^{-4}, \text{ тл.} \quad (15)$$

Сумма слагающих тока в первый момент времени равна нулю, поэтому и суммарная постоянная интегрирования тока равна нулю. Аperiodическая слагающая индукции с постоянной времени вторичных контуров $1/50 \text{ сек}$ компенсируется при заданных параметрах. Это объясняется тем, что в (13) без учета постоянных интегрирования

$$Li_{a0}e^{-50t} = -r \int i_{a0}e^{-50t} dt,$$

т. е. индуктивность вторичной цепи компенсирует действие активного сопротивления при протекании тока с постоянной времени вторичной цепи. При других параметрах может возникнуть такая аperiodическая слагающая, но небольшая по величине.

Наибольшее значение индукции получается в первом периоде. График при амплитуде первичного тока 14200 а (периодической слагающей) приведен на рис. 3. Максимальная индукция (2 тл) достигает насыщения. При большем токе индукция может вырасти, но это приведет лишь к снижению аperiodической слагающей благодаря насыщению. Периодическая слагающая будет иметь достаточную величину для правильного действия защиты. Это подтверждается нижеприведенными экспериментальными осциллограммами.

В Иркутскэнерго были изготовлены два ДТ с постоянной времени $0,021 \text{ сек}$. Работа всей схемы проверялась при искусственных коротких замыканиях с $T_1=0,2 \text{ сек}$. Расчетное время существования переходного процесса $t_0=53 \text{ мсек}$. На рис. 4 приведены экспериментальные осциллограммы первичного тока (кривая 1), вторичного тока (кривая 2) при отсутствии ДТ и при наличии ДТ (кривая 3). Кратность тока составляла 10 (периодической слагающей). Сердечники предварительно намагничивались до остаточной индукции 1 тл для создания наихудших условий. Действие аperiodической слагающей совпало с остаточной индукцией.

Как видно из осциллограмм, включение дополнительной ступени существенно снизило погрешность в переходном режиме. Расчеты на АВМ хорошо совпали с натурными испытаниями. Погрешность не превышает 20—30%, в то время как при отсутствии ДТ погрешность составляла 80—85%. При наличии ДТ, начиная с 3-го периода погрешность в трансформации периодической слагающей практически отсутствует. У обычных ТФНКД-500 и ТРН-500 даже в 10—15 периодах погрешность составляет 40—50%.

Таким образом, дополнительная ступень позволяет существенно улучшить действие каскадного трансформатора тока без его переделки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дроздов А. Д. и др. Переходные режимы работы каскадных трансформаторов тока 500 кв. «Электрические станции», 1970, № 5, с. 48—51.
2. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. М., Госэнергоиздат, 1955, с. 179—235.

[20.6.1972]

Дифференциальные уравнения несимметричной асинхронной машины с переменными параметрами

Доктор техн. наук И. П. КОПЫЛОВ и канд. техн. наук Д. В. СОЛОМАХИН

Московский энергетический институт

В многочисленных исследованиях переходных и установившихся режимов работы асинхронных машин, как правило, предполагается постоянство параметров статора и ротора. Однако параметры реальной асинхронной машины не остаются постоянными при изменении скорости вращения как в переходных, так и в установившихся режимах. Изменение индуктивных сопротивлений обмоток обусловлено насыщением участков магнитной цепи, а обмотки ротора — еще и вытеснением тока. Активное сопротивление обмотки ротора также существенно изменяется вследствие вытеснения тока.

Из сравнения результатов расчетов переходных процессов и данных экспериментов также известно, что их наилучшее совпадение имеет место, когда параметры машины выбираются для скольжения, соответствующего начальной скорости переходного процесса [Л. 1]. Предположение постоянства параметров позволяет существенно упростить методику расчета системы дифференциальных уравнений при использовании средств простой аналоговой вычислительной техники. Однако в целом ряде случаев (двигатели с глубокими пазми или двойной беличьей клеткой, полым ферромагнитным ротором и т. п.) подобное допущение искажает действительную картину из-за значительного изменения параметров. На рис. 1 представлены расчетные значения активного r_r и индуктивного x_r приведенных сопротивлений обмотки ротора в зависимости от скольжения s для серийного асинхронного двигателя А62-4. Поэтому представляется целесообразным получить систему дифференциальных уравнений, описывающих физические процессы в асинхронных машинах с переменными параметрами. Кроме того, весьма важным является выбор наиболее оптимального пути решения этих уравнений.

Уравнения напряжений для обмоток статора и ротора. Дифференциальные уравнения записываются для асинхронной машины (рис. 2), характеризующейся следующим: 1) обмотки статора, сдвинутые в пространстве на угол 90° , имеют различные числа витков $\omega_A \neq \omega_B$, а также неодинаковые числа пазов на полюс и фазу $q_A \neq q_B$; 2) обмотки ротора симметричны ($r_a = r_b = r_r$; $L_a = L_b = L_r$) и также сдвинуты в пространстве на угол 90° . При составлении дифференциальных уравнений принимаются следующие допущения:

- равномерный воздушный зазор;
- синусоидальное распределение индукции в воздушном зазоре;
- пренебрегается потерями в стали;
- индуктивности рассеяния обмоток статора (l_s), ротора (l_r), взаимные индуктивности

L_{m1} и L_{m2} , активные сопротивления обмоток ротора (r_r) являются функциями частоты вращения;

отсутствует магнитная связь между обмотками статора ($L_{AB} = L_{BA} = 0$) и ротора ($L_{ab} = L_{ba} = 0$), сдвинутыми в пространстве на угол 90° .

Тогда согласно закону Кирхгофа в фазовой системе координат

$$\left. \begin{aligned} u_A &= r_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \\ u_B &= r_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \\ u_a &= r_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}; \\ u_b &= r_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_A &= L_{AA} i_A + L_{Aa} i_a + L_{Ab} i_b; \\ \psi_B &= L_{BB} i_B + L_{Ba} i_a + L_{Bb} i_b; \\ \psi_a &= L_{rA} i_A + L_{aA} i_A + L_{ab} i_b; \\ \psi_b &= L_{rB} i_B + L_{bA} i_A + L_{bB} i_B. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В предположении синусоидального распределения индукции в воздушном зазоре, взаимные индуктивности между обмотками статора и ротора (рис. 1) при принятых $L_{Aa\max} = L_{m1}$ и $L_{Bb\max} = L_{m2}$ будут описываться следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} L_{Aa} &= L_{aA} = L_{m1} \cos \theta; \\ L_{Ab} &= L_{bA} = -L_{m1} \sin \theta; \\ L_{Bb} &= L_{bB} = L_{m2} \cos \theta; \\ L_{Ba} &= L_{aB} = L_{m2} \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Полные собственные индуктивности обмоток статора (ротора) $L_{s(r)}(\omega_p) = l_{s(r)}(\omega_p) + L_m(\omega_p)$ и активные сопротивления r_s и $r_r(\omega_p)$ определяются по

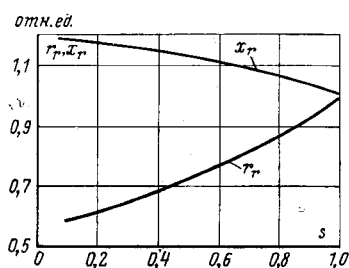


Рис. 1.

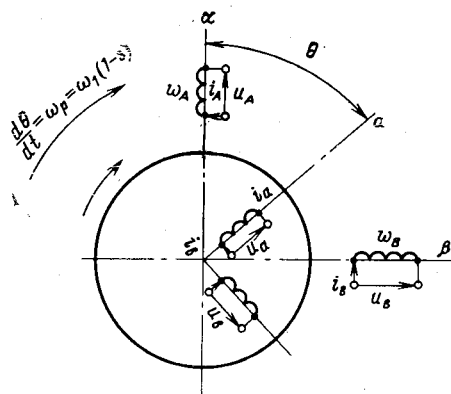


Рис. 2.

известным методикам, например [Л. 2] с учетом насыщения и вытеснения тока в функции частоты вращения. Для упрощения решения уравнений (1) перейдем к системе координат α, β , связанной со статором и после преобразований, аналогичных [Л. 3], получим:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= r_{s\alpha} i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}; \\ u_{s\beta} &= r_{s\beta} i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}; \\ u_{r\alpha} &= r_r i_{r\alpha} + \omega_p \psi_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}; \\ u_{r\beta} &= r_r i_{r\beta} - \omega_p \psi_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_{s\alpha} i_{s\alpha} + L_{m1} i_{r\alpha}; \\ \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} &= i_{s\alpha} \frac{dL_{s\alpha}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + L_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} &+ i_{r\alpha} \frac{dL_{m1}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + L_{m1} \frac{di_{r\alpha}}{dt}; \\ \psi_{s\beta} &= L_{s\beta} i_{s\beta} + L_{m2} i_{r\beta}; \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= i_{s\beta} \frac{dL_{s\beta}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + L_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} + \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} &+ i_{r\beta} \frac{dL_{m2}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + L_{m2} \frac{di_{r\beta}}{dt}; \\ \psi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + L_{m1} i_{s\alpha}; \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} &= i_{r\alpha} \frac{dL_r}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} &+ i_{s\alpha} \frac{dL_{m1}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + L_{m1} \frac{di_{s\alpha}}{dt}; \\ \psi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + L_{m2} i_{s\beta}; \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} &= i_{r\beta} \frac{dL_r}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Для асинхронной машины с короткозамкнутым или полым ротором

$$u_{r\alpha} = u_{r\beta} = 0.$$

Полученные выражения для напряжений обмоток статора и ротора являются дифференциальными уравнениями с переменными и нелинейными коэффициентами.

Уравнение электромагнитного момента. Для определения электромагнитного момента асинхронной машины необходимо записать выражение энергии магнитного поля в функции углового положения подвижной части (ротора), а также знать токи или потокосцепления [Л. 4], т. е.

$$m_\psi(\psi, \theta) = p \frac{\partial W_\psi(\psi, \theta)}{\partial \theta}. \quad (9)$$

Для рассматриваемого случая

$$W_\psi = \int_0^{\psi_1, \dots, \psi_n} \sum_{p=1}^{n=4} i_p(\psi_1, \dots, \psi_n, \theta) d\psi_p. \quad (10)$$

При насыщенной магнитной цепи машины решение уравнения (10) является весьма сложным и возможно лишь в том случае, если известны зависимости переходных токов каждой из обмоток в функции потокосцеплений всех четырех обмоток.

В предположении линейных зависимостей потока от тока уравнение (10) значительно упрощается и принимает вид:

$$\begin{aligned} W_\psi &= \frac{1}{2} [L_{s\alpha} i_{s\alpha}^2 + L_{m1} \cos \theta i_{a i_{s\alpha}} - L_{m1} \sin \theta i_{b i_{s\alpha}} + \\ &+ L_{s\beta} i_{s\beta}^2 + L_{m2} \sin \theta i_{a i_{s\beta}} + L_{m2} \cos \theta i_{b i_{s\beta}} + \\ &+ L_r i_a^2 + L_{m1} \cos \theta i_{s\alpha} i_a + L_{m2} \sin \theta i_{s\beta} i_a + \\ &+ L_r i_b^2 - L_{m1} \sin \theta i_{s\alpha} i_b + L_{m2} \cos \theta i_{s\beta} i_b]. \end{aligned} \quad (11)$$

Взяв частную производную по геометрическому углу θ от общего запаса энергии W_ψ , после преобразований получим выражение для определения электромагнитного момента:

$$\begin{aligned} m_\psi &= p/2 \left\{ \frac{1}{\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \left[\frac{dL_{s\alpha}}{d\omega_p} i_{s\alpha}^2 + \frac{dL_{s\beta}}{d\omega_p} i_{s\beta}^2 + \right. \right. \\ &+ \frac{dL_r}{d\omega_p} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) + 2 \frac{dL_{m1}}{d\omega_p} i_{s\alpha} i_{r\alpha} + 2 \frac{dL_{m2}}{d\omega_p} i_{s\beta} i_{r\beta} \left. \right] + \\ &+ 2 [L_{m2} i_{s\beta} i_{r\alpha} - L_{m1} i_{s\alpha} i_{r\beta}] \left. \right\} = \\ &= p/2 \left\{ \frac{d\omega_p}{dt} \frac{1}{\omega_p} [M_1] + 2 [M_2] \right\}. \end{aligned} \quad (12)$$

Полученное выражение для электромагнитного момента состоит из двух составляющих. Первая из них (M_1), определяемая зависимостями индуктивностей рассеяния обмоток статора и ротора и взаимоиндуктивностей между ними от скорости вращения, в установившемся режиме работы двигателя обращается в нуль, так как при этом угловое ускорение $d\omega_p/dt=0$. Физически это означает, что наряду с основным магнитным полем, существующим в воздушном зазоре, в реальной асинхронной машине запасается дополнительная магнитная энергия, обусловленная индуктивностями рассеяния и участвующая в преобразовании энергии в переходных режимах. Являющаяся обычно незначительной частью от общего запаса энергии эта дополнительная энергия оказывает определенное воздействие на переходный электромагнитный момент машины и должна учитываться для случаев, упомянутых выше. Заметим, что при неизменных значениях индуктивностей рассеяния обмоток $L_{s(r)} = \text{const}$ и $L_{m1} = L_{m2}$ уравнение (12) определяет электромагнитный момент симметричной асинхронной машины.

Решение системы дифференциальных уравнений. Выражения (4) и (12) вместе с уравнением движения

$$J/p \frac{d\omega_p}{dt} = m_\psi - m_c(\omega_p). \quad (13)$$

позволяют исследовать переходные и установившиеся режимы работы асинхронных машин с пе-

ременными параметрами. Результатом решения полученной системы уравнений являются скорость вращения, токи и момент асинхронной машины как функции времени. Точное аналитическое решение уравнений подобного класса невозможно.

Если электрическая машина описана системой дифференциальных уравнений в предположении постоянства параметров, то, как показывает практика, наиболее предпочтительными для исследования ее режимов работы являются АВМ. В этом случае блок-схема электронной модели получается сравнительно простой, а результаты математического моделирования с достаточной для инженерных расчетов точностью совпадают с данными эксперимента. Использование АВМ для решения полученной в настоящей статье системы дифференциальных уравнений, очевидно, является нецелесообразным, так как при этом значительно усложняется блок-схема модели в связи с появлением большого числа нелинейных функциональных блоков, что приводит к снижению точности решения задачи. Оптимально эта задача может быть решена при применении гибридных вычислительных машин, объединяющих положительные качества АВМ и ЦВМ. Так например, интегрирование уравнений сравнительно просто осуществляется в АВМ, а умножение и дифференцирование — на ЦВМ. Однако отсутствие в настоящее время машин такого типа и нецелесообразность использования АВМ, практически предопределяет применение для этой цели ЦВМ, которая позволяет при бесконечно малом шаге интегрирования получать приближенное решение дифференциальных уравнений с нелинейными и переменными коэффициентами. При этом решение нелинейной задачи на каждом шаге интегрирования по существу сводится к линейной и при правильном выборе шага оказывается вполне удовлетворительным для инженерной практики.

Для создания программы расчета переходных токов, электромагнитного момента и скорости вращения необходимо определить алгоритм решения задачи.

С этой целью уравнения (4), (12) и (13) после некоторых преобразований записываются относительно производных в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = & \frac{L_r}{L_{s\alpha}L_r - L_{m1}^2} \left[u_{s\alpha} - i_{s\alpha} \left(r_{s\alpha} + \frac{dL_{s\alpha}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m1}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m1}}{L_r} \right) + i_{r\alpha} \left(\frac{L_{m1}r_r}{L_r} + \frac{dL_r}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m1}}{L_r} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m1}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \right) + \omega_p L_{m1} \left(i_{r\beta} + \frac{L_{m2}}{L_r} i_{s\beta} \right) \right]. \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{r\alpha}}{dt} = & \frac{L_r}{L_{s\alpha}L_r - L_{m1}^2} \left[-\frac{L_{m1}}{L_{s\alpha}} u_{s\alpha} + i_{s\alpha} \left(\frac{L_{m1}r_{s\alpha}}{L_{s\alpha}} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m1}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + \frac{dL_{s\alpha}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m1}}{L_{s\alpha}} \right) - i_{r\alpha} \left(r_r - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m1}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m1}}{L_{s\alpha}} + \frac{dL_r}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \right) - \omega_p (L_r i_{r\beta} + L_{m2} i_{s\beta}) \right]; \quad (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\beta}}{dt} = & \frac{L_r}{L_{s\beta}L_r - L_{m2}^2} \left[u_{s\beta} - i_{s\beta} \left(r_{s\beta} + \frac{dL_{s\beta}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m2}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m2}}{L_r} \right) + i_{r\beta} \left(\frac{L_{m2}r_r}{L_r} + \frac{dL_r}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m2}}{L_r} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m2}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \right) - \omega_p L_{m2} \left(i_{r\alpha} + \frac{L_{m1}}{L_r} i_{s\alpha} \right) \right]. \quad (16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{r\beta}}{dt} = & \frac{L_r}{L_{s\beta}L_r - L_{m2}^2} \left[-\frac{L_{m2}}{L_{s\beta}} u_{s\beta} + i_{s\beta} \left(\frac{L_{m2}}{L_{s\beta}} r_{s\beta} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m2}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} + \frac{dL_{s\beta}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m2}}{L_{s\beta}} \right) - i_{r\beta} \left(r_r - \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{dL_{m2}}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \frac{L_{m2}}{L_{s\beta}} + \frac{dL_r}{d\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} \right) + \omega_p (L_r i_{r\alpha} + L_{m1} i_{s\alpha}) \right]. \quad (17) \end{aligned}$$

$$m_a = p/2 \left\{ \frac{1}{\omega_p} \frac{d\omega_p}{dt} [M_1] + 2 [M_2] \right\}.$$

$$\frac{d\omega_p}{dt} = p/J [m_a - m_c(\omega_p)]. \quad (18)$$

Все параметры $r(\omega_p)$ и $L(\omega_p)$ предварительно рассчитываются и задаются в виде таблиц для ввода в ЦВМ. Напряжения $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ и момент сопротивления $m_c(\omega_p)$ изменяются по заданному в каждом рассматриваемом случае закону. Основной шаг интегрирования уравнений h_i является функцией периода напряжений питания T . Для получения хороших по точности результатов $h_i \leq (0,04-0,05) T$.

Выводы. 1. Получена система дифференциальных уравнений, описывающая переходные процессы в несимметричной асинхронной машине с параметрами, являющимися функциями скорости вращения.

2. Составлен алгоритм решения на ЦВМ полученной системы дифференциальных уравнений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соколов М. М., Петров Л. П., Масандилов Л. Б., Ладензон В. А. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе. М., «Энергия», 1967, 200 с.
2. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование электрических машин. М., «Энергия», 1969, 632 с.
3. Соломахин Д. В. Математическое моделирование несимметричного двухфазного асинхронного управляемого двигателя на аналоговых вычислительных машинах (АВМ). — «Электромеханика», 1970, № 1, с. 43—50.
4. Шмитц Н., Новотный Д. Введение в электромеханику. М., «Энергия», 1969. 336 с.

[19.11.1971]



Пульсации тока и напряжения трехфазного вентильного генератора при активной нагрузке

Канд. техн. наук Н. А. ПАНФИЛОВ

Москва

Анализ перспектив развития вентильных генераторов (ВГ) постоянного тока [Л. 1] показывает, что при широком внедрении этих машин взамен коллекторных предпочтительной схемой генератора является трехфазная мостовая. Основным недостатком трехфазных вентильных генераторов являются пульсации тока и напряжения на выходе схемы. Режим работы ВГ зависит от индуктивности машины и величины нагрузки. Для оценки влияния этих двух факторов на пульсации достаточно рассчитать токи и напряжения ВГ в предположении, что вентили — идеальные.

Сравнивая результаты теоретических расчетов с опытными данными, можно оценить также степень влияния частотных свойств вентилей на пульсации тока и напряжения. Следовательно, в теоретическом плане задача в основном сводится к расчету токов и напряжений при данной нагрузке. Эта задача обычно решается двумя способами.

Первый способ заключается в том, что установившийся режим ВГ рассматривается как особый вид переходного режима. Для решения применяется метод наложения токов двухфазного внезапного короткого замыкания и рабочего [Л. 2] или метод Парка — Горева [Л. 3]. Решение получено лишь для случая идеально сглаженного тока на выпрямленной стороне ($i_d = \text{const}$). Во втором случае ВГ рассматривается как трехфазная мостовая схема, параметры которой для данного установившегося режима являются постоянными. Решение известно лишь для частных случаев нагрузки, а именно E_d , $i_d = \text{var}$ [Л. 6], R_d , $i_d = \text{const}$ [Л. 4]. (Здесь E_d , R_d — встречная э. д. с. и активное сопротивление на выпрямленной стороне).

Общий случай активной нагрузки (E_d , R_d , $i_d = \text{var}$) с неуправляемыми вентилями (угол включения фазы $\theta_1 = \text{var}$) не рассматривался и в теории трехфазных мостовых схем [Л. 5].

Рассмотрим решение этой задачи, полагая, что в установившемся режиме ВГ представляет трехфазную мостовую схему. Пусть нагрузка на выпрямленной стороне — произвольная (E_d , R_d , L_d), а вентили — идеальные. (Здесь L_d — индуктивность на выпрямленной стороне.)

В течение времени, когда направление токов фаз сохраняется неизменным, все сопротивления схемы постоянны и система является линейной. Нелинейность системы сказывается лишь в том, что схема соединения фаз периодически меняется. Если же в момент изменения схемы соединения фаз все токи известны, то систему можно рассматривать как линейную с ненулевыми начальными условиями.

Для решения задачи воспользуемся интегралом Дюамеля. При этом, если аргументом является время t , за параметры схемы должны быть приняты индуктивность L и активное сопротивление R фазы, справедливые при произвольной форме кривой

тока. Если же за аргумент принять $\theta = \omega t$ ($\omega = 2\pi f$), то индуктивность L формально преобразуется в параметр x , численно равный индуктивному сопротивлению 1-й гармоники, но физически представляющий индуктивность, выраженную в другом масштабе. Поэтому x является параметром, справедливым при произвольной форме кривой тока. В данном случае за x следует принять эквивалентное сопротивление генератора [Л. 1 и 2]. При необходимости учета параметров вентилей в проводящем направлении величина их может быть учтена согласно [Л. 6] за счет соответствующей корректировки параметров схемы.

Запишем уравнения э. д. с. фаз:

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_m \sin \theta; \\ e_b &= E_m \sin (\theta - 2\pi/3); \\ e_c &= E_m \sin (\theta + 2\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Так как режим установившийся, то все процессы на выходе схемы повторяются с периодом, равным $\pi/3$ рад. В течение периода каждая фаза последовательно выполняет роль включающей, рабочей и коммутирующей. В интервале $\pi/3$ одна из фаз, в данном случае фаза a , является включающей, вторая (фаза b) — рабочей, а третья (фаза c) — коммутирующей. Здесь предполагается, что отчет интервала ведется от момента включения фазы a . Поэтому для нахождения тока фазы в течение полупериода достаточно определить токи всех трех фаз в интервале $\pi/3$.

Расчетная схема генератора представлена на рис. 1, а, а характер изменения тока фазы a в течение

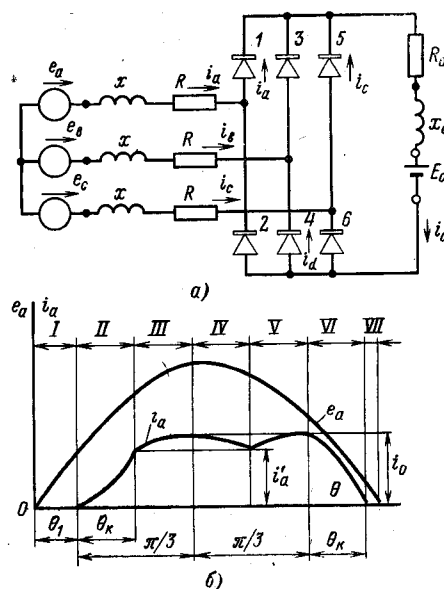


Рис. 1. Расчетная схема генератора (а) и кривые э. д. с. и тока фазы в двух- трехвентильном режиме (б).

ние полупериода при работе, когда чередуются трехвентильные и двухвентильные режимы — на рис. 1, б.

Рассмотрим трехвентильный режим в интервале $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_k$. Здесь θ_1 — угол включения фазы; θ_k — угол коммутации (рис. 1, б). Составив дифференциальные уравнения по контурам схемы и произведя преобразования, получим:

$$e_b + \frac{2}{3} E_d = \left(x + \frac{2}{3} x_d \right) \frac{di_b}{dt} + \left(R + \frac{2}{3} R_d \right) i_b. \quad (2)$$

Решение уравнения (2), выполненное с помощью интеграла Дюамеля, имеет вид:

$$i_b = \frac{E_m}{R + \frac{2}{3} R_d} \left\{ \left\{ \frac{\beta}{1 + \beta^2} \left[\beta \sin \left(\theta' + \theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(\theta' + \theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) - \left[\beta \sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) \right] e^{-\beta\theta'} \right\} + \frac{2}{3} \frac{E_d}{E_m} (1 - e^{-\beta\theta'}) \right\} - i_0 e^{-\beta\theta'}, \quad (3)$$

где i_0 — начальный ток схемы, т. е. ток рабочей фазы при $\theta = \theta_1 + k \frac{\pi}{3}$; где $k = 0, 1, 2, 3, \dots$; $\theta' =$

$$= \theta - \theta_1; \beta = \frac{R + \frac{2}{3} R_d}{x + \frac{2}{3} x_d}.$$

В трехвентильном режиме коммутирующая c и включающаяся a фазы соединены параллельно. Поэтому $u_a = u_c$. Это условие позволяет составить дифференциальное уравнение, решив которое по Дюамелю, получим:

$$i_y = \frac{\sqrt{3} E_m}{R} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2} \left\{ \alpha \sin \left(\theta' + \theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta' + \theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - \left[\alpha \sin \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) \right] e^{-\alpha\theta'} \right\} - i_0 e^{-\alpha\theta'}, \quad (4)$$

где $i_y = i_a - i_c$, $\alpha = \frac{R}{x}$.

Согласно рис. 1

$$i_d = -i_b = i_a + i_c. \quad (5)$$

Уравнения (3) — (5) позволяют определить токи включающейся i_a и коммутирующей i_c фаз:

$$\left. \begin{aligned} i_c &= -\frac{i_b + i_y}{2}; \\ i_a &= \frac{i_y - i_b}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

При $\theta = \theta_1 + \theta_k$ наступает двухвентильный режим, когда

$$i_a = -i_b = \frac{\sqrt{3} E_m}{2R + R_d} \left\{ \frac{\psi}{1 + \psi^2} \left[\psi \sin \left(\theta'' + \theta_1 + \theta_k + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta'' + \theta_1 + \theta_k + \frac{\pi}{6} \right) - \right. \right.$$

$$\left. - \left[\psi \sin \left(\theta_1 + \theta_k + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_1 + \theta_k + \frac{\pi}{6} \right) \right] e^{-\psi\theta''} \right\} - \frac{E_d}{\sqrt{3} E_m} (1 - e^{-\psi\theta''}) \} + i'_a e^{-\psi\theta''}, \quad (7)$$

где i'_a — ток включающейся фазы при $\theta = \theta_1 + \theta_k$;

$$\psi = \frac{R + 0,5 R_d}{x + 0,5 x_d}; \quad \theta'' = \theta - \theta_1 - \theta_k.$$

Решив совместно (3) и (4) с учетом того, что при $\theta' = \theta_k$, $i_c = 0$, $i_b = -i'_a$, $i_y = i'_a$, получим начальный ток схемы:

$$i_0 = \frac{\frac{\sqrt{3} E_m}{R} Y(\theta_1, \theta_k) + \frac{E_m}{R + \frac{2}{3} R_d} B(\theta_1, \theta_k)}{e^{-\alpha\theta_k} + e^{-\beta\theta_k}}, \quad (8)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Y(\theta_1, \theta_k) &= \frac{\alpha}{1 + \alpha^2} \left\{ \alpha \sin \left(\theta_k + \theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_k + \theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - \left[\alpha \sin \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) \right] e^{-\alpha\theta_k} \right\}; \\ B(\theta_1, \theta_k) &= \frac{\beta}{1 + \beta^2} \left\{ \beta \sin \left(\theta_k + \theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(\theta_k + \theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) - \left[\beta \sin \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3} \right) \right] e^{-\beta\theta_k} \right\} + \\ &+ \frac{2}{3} \frac{E_d}{E_m} (1 - e^{-\beta\theta_k}). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

При $\theta'' = \frac{\pi}{3} - \theta_k$, $i_a = i_0$. Поэтому с учетом (7)

и (3)

$$i_0 = \frac{\frac{\sqrt{3} E_m}{2R + R_d} A(\theta_1, \theta_k) - \frac{E_m}{R + \frac{2}{3} R_d} B(\theta_1, \theta_k) e^{-\psi(\pi/3 - \theta_k)}}{1 - e^{-\beta\theta_k} e^{-\psi(\pi/3 - \theta_k)}}, \quad (10)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A(\theta_1, \theta_k) &= \frac{\psi}{1 + \psi^2} \left\{ \sin \psi \left(\frac{\pi}{2} + \theta_1 \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} + \theta_1 \right) - \right. \\ &- \left[\psi \sin \left(\theta_1 + \theta_k + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_1 + \theta_k + \frac{\pi}{6} \right) \right] e^{-\psi(\pi/3 - \theta_k)} \left. \right\} - \\ &- \frac{E_d}{\sqrt{3} E_m} \left(1 - e^{-\psi(\pi/3 - \theta_k)} \right). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Согласно [Л. 5] четырехвентильные режимы, обусловленные наличием индуктивности L_d на выпрямленной стороне, при активной нагрузке отсутствуют.

Поэтому уравнения (2) — (11), описывающие двух-трехвентильные и трехвентильные режимы, при активной нагрузке (E_d, R_d) справедливы для всех режимов работы машины от холостого хода до короткого замыкания. Рассмотрим особенности этих режимов. Уравнения фазных и линейных напряжений на входе моста имеют тот же вид, как и в случае работы схемы на встречную э. д. с. [Л. 6]. Отличие заключается лишь в том, что в соответствующих выражениях встречная э. д. с. E_d заменяется на выпрямленное напряжение

$$u_d = E_d + R_d i_d. \quad (12)$$

Выражения для фазных напряжений представлены ниже.

Интервал по рис. 1, б	Напряжение фазы u_a
I	$E_m \sin \theta$
II	$\frac{1}{3} (E_a + i_d R_d)_1$
III	$\frac{1}{2} \left[E_m \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) + E_a + i_d R_d \right]$
IV	$\frac{2}{3} (E_a + i_d R_d)$
V	$\frac{1}{2} \left[E_m \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) + E_a + i_d R_d \right]$
VI	$\frac{1}{3} (E_a + i_d R_d)$
VII	$E_m \sin \theta$

В режиме двух-трехвентильной коммутации угол включения фазы

$$\theta_1 = \arcsin \frac{u_d}{3E_m}. \quad (13)$$

Вентильные генераторы часто работают в режиме трехвентильной коммутации ($\theta_k = \pi/3$) или близком к нему.

Если $\theta' = \theta_k = \pi/3$, то, как следует из (4), начальный ток схемы

$$i_{03} = \frac{V\sqrt{3} E_m}{x(1 + \alpha^2) \left(1 + e^{-\alpha \frac{\pi}{3}} \right)} \left\{ \alpha \sin \left(\frac{\pi}{6} + \theta_1 \right) - \cos \left(\frac{\pi}{6} + \theta_1 \right) - \left[\alpha \sin \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left(\theta_1 - \frac{\pi}{6} \right) \right] e^{-\alpha \frac{\pi}{3}} \right\}. \quad (14)$$

Для ВГ средней мощности можно принять $\alpha \approx 0$. Тогда (14) приобретает вид:

$$i_{03} = \frac{V\sqrt{3} E_m}{2x} \sin \theta_1. \quad (15)$$

Очевидно, что $\theta_1 \leq \pi/2$.

При коротком замыкании $\theta_1 \approx \pi/2$ и $i_{03} \approx \frac{V\sqrt{3} E_m}{2x}$.

В области трехвентильных режимов до короткого замыкания включительно [Л. 1, 2 и 5]

$$\theta_k = \text{const} = \pi/3. \quad (16)$$

Кривая напряжения фазы для этого случая представлена на рис. 2. Если нагрузкой является E_d , то она уравнивается прямоугольными по форме и включенными последовательно напряжениями рабочей фазы ($2/3 E_d$) и параллельно соединенных фаз,

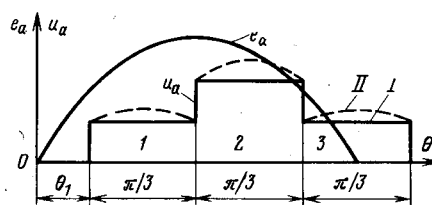


Рис. 2. Кривые э. д. с. и напряжения фазы в режиме трехвентильной коммутации.

I — нагрузка E_d ; II — нагрузка E_d, R_d .
1 — режим включения; 2 — рабочий режим; 3 — режим коммутации.

находящихся в режиме включения и коммутации ($1/3 E_d$).

В общем случае активной нагрузки (R_d, E_d) напряжение рабочей фазы составляет $2/3 (E_d + i_d R_d)$, а фаз в режиме включения и коммутации — $1/3 (E_d + i_d R_d)$.

Из рис. 2 следует, что если вентили идеальны, то условия коммутации при любом виде активной нагрузки практически одинаковы. Напряжение с прямоугольным фронтом, переключающее вентили при переходе от одного режима фазы к другому, зависит в основном от величины нагрузки, а не от характера ее. Если ток нагрузки одинаков, то в случае E_d величина напряжения в момент коммутации вентилей лишь на 5—7% выше, чем при R_d . Фаза коммутации в трехвентильном режиме определяется углом включения θ_1 и зависит только от величины нагрузки [см. (14) и (15)].

Следовательно, если вентили идеальны, то во всем диапазоне трехвентильных режимов вплоть до короткого замыкания включительно условия коммутации практически одинаковы и пульсации напряжения (в случае R_d) или тока (в случае E_d) приблизительно должны быть того же порядка, что и пульсации выпрямленного напряжения в режиме холостого хода. Это обычно наблюдается при частотах порядка 50—100 гц.

При неизменной нагрузке с увеличением частоты θ_k сохраняется постоянным (16), а θ_1 возрастает (15). При этом, как следует из вышеизложенного, пульсации тока и напряжения существенно изменяться не должны. И если, как свидетельствуют эксперименты [Л. 7 и др.] и расчеты при нормальной частоте в трехвентильных режимах до короткого замыкания включительно ток фазы практически синусоидален, то и при повышенных частотах он должен быть таким же. Однако многочисленные опыты этому противоречат [Л. 3]. Следовательно, остается предположить, что причиной пульсаций тока и напряжения являются частотные свойства вентилей.

В момент прохождения тока коммутирующей фазы с через нуль вентиль 6 открывается, а 5 — закрывается. Фаза с должна перейти из режима коммутации в режим включения и через открытый вентиль 6 соединиться параллельно с фазой b. Фаза b должна перейти в коммутирующий режим, а a — в рабочий. Но в течение времени запирающего вентиль 5 после прохождения тока фазы с через нуль вентиль 5 еще открыт и потенциал ϕ_a запирает вентиль 6. Поэтому схема соединения фаз не изменилась. Отличие заключается только в том, что ток фазы с изменил знак на обратный. Следовательно,

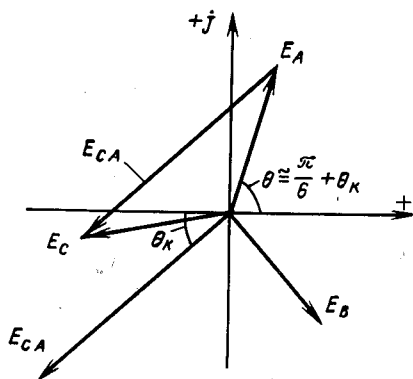


Рис. 3. Векторная диаграмма фазных э. д. с. генератора.

всё выведенные ранее уравнения трехвентильного режима справедливы и для данного. При этом нужно учитывать, что процесс переключения всех фаз запаздывает на угол $\Delta\theta_3 = \omega t_3$. Поэтому угол включения фазы возрастает до

$$\theta_{13} = \theta_1 + \Delta\theta_3. \quad (17)$$

Кривые тока фазы с учетом времени запираания вентиля t_3 можно рассчитывать по (3), (4), (6) и (7). Для этого достаточно согласно (17) уточнить угол включения фазы.

В двух- трехвентильных режимах θ_1 определяется по (13), а в трехвентильных — по (3) и (4), принимая во внимание, что при $\theta_K = \pi/3$ $i_b = -i_0$, $i_y = i_0$.

Ток глухого короткого замыкания i_c увеличивает падение напряжения в фазе a , что приводит к пульсациям тока и напряжения на выходе схемы.

В расчетах индуктивное сопротивление x определялось по [Л. 1 и 2]. В обоих случаях результаты расчета получились практически одинаковыми.

В заключение оценим влияние угла коммутации θ_K на режим, продолжающийся в течение t_3 .

Величина тока i_c в этом интервале зависит в основном от разности э. д. с. коммутирующей и включающейся фаз E_{CA} . Для упрощения анализа примем, что при изменении угла коммутации от 0 до $\pi/3$ угол включения $\theta_1 \approx \text{const} = \pi/6$. Из векторной диаграммы, представленной на рис. 3, следует, что в момент, когда $\theta' = \theta_1 + \theta_K$, $i_c = 0$

$$E_{CA} = \sqrt{3} E_m \sin \theta_K.$$

Следовательно, если $\theta_K = 0$, то $E_{CA} = 0$ и время восстановления запирающей способности вентиля t_3 практически не влияет на условия работы машины. С ростом θ_K это влияние возрастает. Если $E_m = \text{const}$, то E_{CA} , а следовательно и i_c достигают максимума в режиме короткого замыкания.

В действительности с ростом нагрузки увеличивается размагничивающее действие реакции якоря, E_m снижается и наиболее неблагоприятные условия,

приводящие к увеличению пульсаций тока и напряжения на выходе схемы, проявляются при $\theta_K = \pi/3$. Если генератор работает в режиме $u_{dcp} = \text{const}$, обеспечиваемом автоматическим регулированием тока возбуждения, то влияние θ_K на пульсации тока и напряжения нагрузки сказывается особенно заметно.

Таким образом, угол коммутации влияет на пульсации тока и напряжения только потому, что свойства вентиля отличаются от идеальных. Чем больше время t_3 , тем существеннее влияет угол коммутации на пульсации тока и напряжения. Если временем t_3 можно пренебречь, что вполне допустимо при частотах порядка 50—100 гц и ниже, то в трехвентильных режимах угол коммутации на пульсации практически не влияет. Следовательно, основной причиной пульсаций тока и напряжения при активной нагрузке (E_d, R_d) является время t_3 . Если его довести до величины порядка 10 мксек, то, например, при $f = 400$ гц $\Delta\theta = 1,45^\circ$. В этом случае ток i_c за время t_3 не успевает достичь заметной величины и поэтому практически не влияет на пульсации. У современных среднечастотных вентилях время t_3 составляет обычно 100—150 мксек, что и приводит к пульсациям тока и напряжения трехфазных ВГ, работающих при частотах порядка 400 гц и выше.

Выводы. 1. Основной причиной пульсаций трехфазных ВГ при активной нагрузке являются частотные свойства вентилях. Пульсации возрастают с увеличением времени восстановления запирающей способности вентилях t_3 .

2. При неизменном времени t_3 пульсации возрастают с увеличением угла коммутации.

3. Если временем t_3 можно пренебречь, то угол коммутации в трехвентильных режимах практически не влияет на пульсации тока и напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Панфилов Н. А. Вентильные генераторы постоянного тока. М., «Информстандартэлектро», 1968.
2. Глебов И. А. Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями. Изд. АН СССР, 1960.
3. Айзенштейн Б. М. Исследование особенностей рабочего процесса и некоторые вопросы расчета вентильных генераторов средней мощности повышенной частоты. Диссертация. М., ВЭПИ. 1970.
4. Цукублин А. Б. Разработка и исследование бесколлекторных генераторов постоянного тока. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Томск, 1968.
5. Емельянов В. И. Трехфазная мостовая схема. — Изв. НИИ постоянного тока, Л., 1961, № 8.
6. Крögerис А. Ф. Расчет токов и напряжений в цепях трехфазных мостовых схем. — Изв. АН Латв. ССР, 1954, № 7.
7. Диржис С. А., Панфилов Н. А. Статические характеристики вентильного генератора для ручной дуговой сварки. — «Электротехническая промышленность», 1966, вып. 270. [20.6.1972]



Электромагнитный момент двигателя с катящимся ротором с расщепленным магнитопроводом при питании по схеме с вентильной коммутацией

А. И. БЕРТИНОВ и А. А. ФАРБОВСКИЙ

Москва

Для увеличения пределов частоты электродвигателя с катящимся ротором (ДКР) применяют расщепление его магнитной цепи [Л. 1]. Возможно выполнение расщепления также в электродвигателе, обмотка которого включена в сеть по схеме с вентильной коммутацией [Л. 1 и 2], что позволяет уменьшить скорость вращения поля вдвое и повысить энергетические показатели двигателя. Особенно эффективно выполнение такой магнитной цепи для двигателя с катящимся дисковым ротором, являющегося динамически сбалансированным и виброустойчивым.

Определим электромагнитный момент двигателя с катящимся цилиндрическим ротором с расщепленным магнитопроводом при питании его обмотки по схеме с вентильной коммутацией, а затем распространим результат на двигатель с дисковым ротором.

Примем обычные для задач такого рода допущения: поверхности ротора и статора, обращенные к рабочему зазору, — гладкие, магнитная проницаемость стали бесконечно велика; вихревые токи в стали и потери на перемагничивание малы; потоки рассеяния и выпучивания отсутствуют.

На рис. 1 условно изображена активная зона двигателя с катящимся цилиндрическим ротором. В результате коммутации (рис. 2, а) обмотка якоря питается шестифазным напряжением согласно рис. 2, б [Л. 2 и 3]. Обмотка каждой фазы выполнена в виде отдельных катушек, расположенных на соседних зубцах. Число зубцов фазы z , общее число зубцов статора $6z$. Катушки фазы, расположенные на соседних зубцах, включены таким образом, что

их потоки складываются в пределах зубцового деления.

Поскольку ротор обкатывает поверхность расточки с синхронной скоростью, направленной в сторону вращения поля [Л. 1 и 3], закон изменения рабочего зазора ДКР может быть представлен в виде:

$$\delta_\alpha = \delta [1 - \varepsilon \cos(\alpha - \omega t + \beta)], \quad (1)$$

где δ — средний зазор; ε — относительный эксцентриситет; α — угловая координата, отсчитываемая от оси OO_1 , проходящей через центр O системы и ось первого зубца первой фазы; β — угол, связывающий пространственное положение минимального зазора с положением оси н. с. обмотки и совпадающий в момент времени $t=0$ с углом между осью, проходящей через минимальный зазор и осью $\alpha=0$ (рис. 1).

Пространственно-временное разложение токовой нагрузки произвольной i -й катушки обмотки p -й фазы якоря в ряд Фурье можно представить в виде:

$$i_i = (-1)^{i+p} \left[\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} P_n \sin n(\alpha + \theta_i) + \sum_{n,v=1}^{\infty} P_{nv} \sin n(\alpha - \theta_i) \cos v(\omega t - \gamma_p) \right], \quad (2)$$

где $i=1$ — номер первой катушки произвольной фазы (рис. 1), $i=1 \div z$;

$$P_{nv} = \frac{4I\omega}{\pi^2 z} k_{yn} k_v, \quad (v=0, 1, \dots); \quad (2a)$$

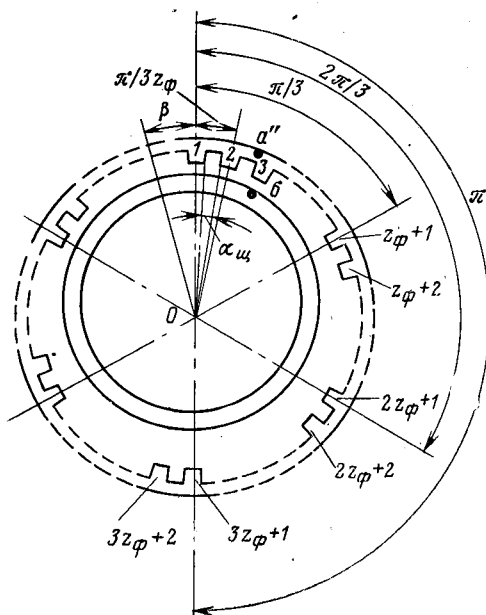


Рис. 1. Активная зона двигателя

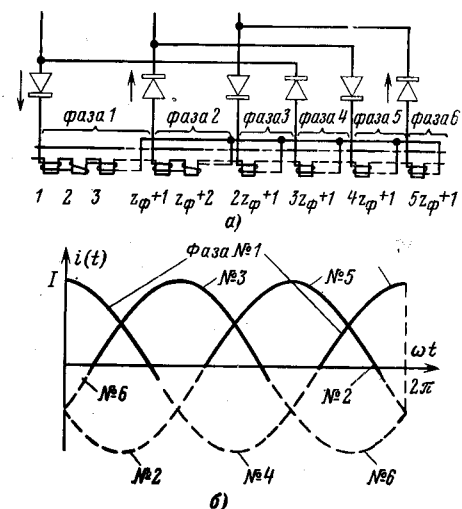


Рис. 2. Схема питания обмотки двигателя (а) и мгновенные значения тока в фазах (б).

I — амплитудное значение тока фазы; ω — число витков фазы;

$$k_{yn} = \sin \frac{\pi n}{6z} \quad (2б)$$

— коэффициент укорочения катушки для n -й пространственной гармоники;

$$k_v = \frac{\cos v \frac{\pi}{2}}{v^2 - 1} \quad (2в)$$

— коэффициент временной гармоники;

$$\theta_i = (i-1) \frac{\pi}{3z} + (p-1) \frac{\pi}{3}$$

— угловая координата оси i -й катушки; $\gamma_p = (p-1) \frac{\pi}{3}$ — начальный сдвиг фазы p ; p — порядковый номер фазы, $p=1, 2, \dots, 6$.

Для нахождения суммарной токовой нагрузки якоря сложим нагрузки, обусловленные отдельными катушками; сделаем это в следующем порядке. Сложим выражения токовых нагрузок произвольной пары диаметрально расположенных катушек; при этом результат (2) удвоится для комбинаций $(n+v)$ — нечетных — и обратится в нуль, если сумма $(n+v)$ — четная. Это означает, что из каждой пары фаз, номера которых отличаются на 3, может быть оставлена одна, выражения токовых нагрузок катушек которой соответствуют удвоенному выражению (2) и в спектре которого отсутствуют четные сочетания n и v . Таким образом, исходная шестифазная система питания может быть представлена трехфазной.

Далее, выделим из оставшихся произвольную тройку катушек, сдвинутых относительно друг друга на $2\pi/3$. Число таких систем будет, очевидно, равно z ; для каждой из них суммирование равенств (2) по аналогии с [Л. 3] дает:

$$i_q^{(1)} = \sum_{n, v} R_{nvq} \sin(n\alpha \mp v\omega t - \varphi_{qn}); \quad (3а)$$

$$i_q^{(2)} = \sum_n R_{n3q} \sin(n\alpha - \varphi_{qn}), \quad n=6\zeta-3; \quad (3б)$$

$$\left. \begin{aligned} i_q^{(3)} &= \sum_{n, v} R_{nvq} [\sin(n\alpha + v\omega t - \varphi_{qn}) + \\ &+ \sin(n\alpha - v\omega t - \varphi_{qn})]; \\ n &= 6\zeta-3; \quad v=6\xi; \end{aligned} \right\} \quad (3в)$$

$$\zeta, \xi = 1, 2, 3, \dots, \infty. \quad (3г)$$

Полная токовая нагрузка, обусловленная обмоткой якоря, равна сумме токовых нагрузок, создаваемых каждой из q систем:

$$i = \sum_{q=1}^z (i_q^{(1)} + i_q^{(2)} + i_q^{(3)}). \quad (3)$$

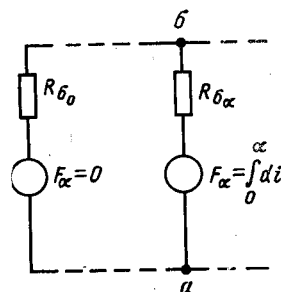


Рис. 3. Схема замещения магнитной цепи.

В равенствах (3а) — (3в)

$$\left. \begin{aligned} R_{nvq} &= (-1)^q 3P_{nv}; \\ \varphi_{qn} &= \frac{\pi n}{3z} (q-1); \\ q &= 1, 2, \dots, z. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Гармонический состав слагаемых $i^{(2)}$ и $i^{(3)}$ полностью определяется выражениями (3б) — (3г). В равенстве (3а) гармоники n и v принимают (аналогично [Л. 3]) следующие значения и сочетания:

v	n
1	2, 4, 8, 10, 14, 16, . . .
2	1, 5, 7, 11, 13, 17, . . .
4	1, 5, 7, 11, 13, 17, . . .
8	1, 5, 7, 11, 13, 17, . . .
10	. . .
...	. . .

Индукция в рабочем зазоре ДКР

$$B = \frac{\mu_0}{\delta_{\alpha}} u_{\alpha}. \quad (5)$$

Магнитное напряжение α -зазора может быть определено из схемы замещения магнитной цепи ДКР (рис. 3). В соответствии с методом узловых потенциалов для распределенной цепи, разность потенциалов между точками a и b (точка a соответствует ярму статора, точка b — ротору) можно записать:

$$u_{ab} = \frac{\int_0^{2\pi} \left(\Lambda_{\alpha} \int_0^{\alpha} di \right) d\alpha}{\int_0^{2\pi} \Lambda_{\alpha} d\alpha}, \quad (6)$$

где $\int_0^{\alpha} di$ рассматривается как «источник э. д. с.», соответствующий цепи с координатой α и являющийся реально полным током, охватываемым выбранной трубкой; $\Lambda_{\alpha} = \mu_0/\delta_{\alpha}$ — удельная проводимость зазора с координатой α .

От результата (6) просто перейти к выражению падения магнитного потенциала в рабочем зазоре, воспользовавшись очевидным соотношением (рис. 1):

$$u_{\alpha} = \int_0^{\alpha} di - u_{ab}. \quad (7)$$

Используя равенства (5) — (7), а также (3), (3а) — (3в) и формулу разложения функции $1/\delta_{\alpha}$ в ряд Фурье:

$$\frac{1}{\delta_{\alpha}} \approx \frac{1}{\delta} [b + c \cos(\alpha - \omega t + \beta)], \quad (8)$$

где

$$b = (1 - \varepsilon^2)^{-0.5}, \quad c = \frac{2}{\pi} (b - 1), \quad (8а)$$

получим выражение индукции в рабочем зазоре в виде суммы слагаемых:

$$B^{(1)} = -\frac{\mu_0}{\delta} \sum_{v', q'} R_{1v'q'} \left\{ -\frac{c}{2} \cos[(\mp v' + 1)\omega t - \varphi_{q'1} - \beta] + \frac{c^2}{4b} \cos(\alpha \mp v'\omega t - \varphi_{q'1}) + \frac{c^2}{4b} \cos[(\mp v' + 2)\omega t - \varphi_{q'1} - \alpha - 2\beta] \right\} - \frac{\mu_0}{2\delta} \sum_{n', v', q'} \frac{R_{n'v'q'}}{n'} \left\{ b \cos(n'\alpha \mp v'\omega t - \varphi_{q'n'}) + \frac{c}{2} \cos[(n' - 1)\alpha + (\mp v' + 1)\omega t - \varphi_{q'n'} - \beta] + \frac{c}{2} \cos[(n' + 1)\alpha + (\mp v' - 1)\omega t - \varphi_{q'n'} + \beta] \right\}; \quad (9a)$$

$$B^{(2)} = -\frac{\mu_0}{\delta} \sum_{n'q'} \frac{R_{n'0q'}}{n'} \left\{ b \cos(n'\alpha - \varphi_{q'n'}) + \frac{c}{2} \cos[(n' - 1)\alpha + \omega t - \varphi_{q'n'} - \beta] + \frac{c}{2} \cos[(n' + 1)\alpha - \omega t - \varphi_{q'n'} + \beta] \right\}; \quad (9б)$$

$$B^{(3)} = -\frac{\mu_0}{\delta} \sum_{n', v', q'} \frac{R_{n'v'q'}}{n'} \left\{ b \cos(n'\alpha + v'\omega t - \varphi_{q'n'}) + b \cos(n'\alpha - v'\omega t - \varphi_{q'n'}) + \frac{c}{2} \cos[(n' - 1)\alpha + (v' + 1)\omega t - \varphi_{q'n'} - \beta] + \frac{c}{2} \cos[(n' + 1)\alpha + (v' - 1)\omega t - \varphi_{q'n'} + \beta] + \frac{c}{2} \cos[(n' - 1)\alpha + (-v' + 1)\omega t - \varphi_{q'n'} - \beta] + \frac{c}{2} \cos[(n' + 1)\alpha - (v' + 1)\omega t - \varphi_{q'n'} + \beta] \right\}. \quad (9в)$$

Общее выражение индукции в рабочем зазоре

$$B = B^{(1)} + B^{(2)} + B^{(3)}. \quad (9)$$

В равенствах (9а) — (9в) символы n, v, q , входящие в (3а) — (3в), заменены на n', v', q' .

Каждый q -й член слагаемых $B^{(1)}, B^{(2)}, B^{(3)}$ обусловлен соответственно $i^{(1)}, i^{(2)}, i^{(3)}$ слагаемым q -й системы токовой нагрузки; гармоники n', v' принимают значения, определяемые для $B^{(1)}$ приведенной выше таблицей, для $B^{(2)}$ и $B^{(3)}$ — соответственно равенствами (3б) и (3в).

Электромагнитный момент двигателя

$$M_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} iB \frac{\lambda D^2}{2} d\alpha d(\omega t), \quad (10)$$

$\lambda = L/D$ — конструктивный коэффициент; L, D — главные размеры машины.

Обозначим

$$m^{(p, j)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} i^{(p)} B^{(j)} \frac{\lambda D^2}{2} d\alpha d(\omega t), \quad (p, j = 1, 2, 3) \quad (10a)$$

электромагнитный момент, обусловленный взаимодействием $i^{(p)}$ — слагаемого токовой нагрузки [равенства (3а) — (3в)] — с $B^{(j)}$ — слагаемым индукции рабочего зазора [равенства (9а) — (9в)]. Используя равенства (4), (2а) и условия на ограничение спектра пространственно-временных гармоник токовой нагрузки и индукции [равенства (3б), (3в) и таблица], а также легко доказываемые соотношения:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin(n\alpha + v\omega t + \psi) \cos(n'\alpha + v'\omega t + \psi') d\alpha d(\omega t) = \begin{cases} 2\pi^2 \sin(\psi - \psi') & \text{при } \begin{cases} n = n' \\ v = v' \end{cases} \\ 0 & \text{при } n \neq n' \text{ или } v \neq v' \end{cases}; \quad (11)$$

$$\sum_{q, q'=1}^z (-1)^{q+q'} \sin \kappa (q - q') \alpha, \quad (12)$$

где ψ и ψ' не зависят от аргументов α и ωt , а коэффициент κ не является функцией q и q' , можно показать, что

$$m^{(3, i)} = m^{(p, 3)} = 0, \quad (13)$$

поэтому слагаемые $i^{(3)}$ и $B^{(3)}$ из рассмотрения могут быть исключены. Приняв (13), равенство (10) с учетом (10а) можно переписать:

$$M_0 = \sum_{p, i=1}^2 m^{(p, i)}. \quad (14)$$

Проинтегрировав и преобразовав, получим:

$$M_0 = \frac{36\mu_0 \lambda (DI\omega)^2}{\pi^2 \delta} f_z(\beta, \varepsilon), \quad (15)$$

где

$$f_z(\beta, \varepsilon) = \sum_{s=1}^3 f_z^{(s)}(\beta, \varepsilon) + f_z^{(4)}(\beta, \varepsilon); \quad (15a)$$

$$f_z^{(s)}(\beta, \varepsilon) = \frac{kc}{z^2} \sum_{q, q'=1}^z \sum_{\zeta=1}^{\infty} (-1)^{q+q'} \frac{k_{y\zeta} k_{y\zeta-1}}{\chi(\chi-1)} \sin(\beta - \varphi_{q(\chi-1)} + \varphi_{q'\chi}); \quad (15б)$$

$$\chi = \begin{cases} 3\zeta - 1 & \text{для } s=1 \\ 6\zeta - 3 & \text{для } s=2 \\ 6\zeta - 2 & \text{для } s=3 \end{cases}; \quad (15в)$$

$$k = \begin{cases} k_1 k_2 & \text{для } s=1 \\ k_0 k_1 & \text{для } s=2, 3 \end{cases}; \quad (15г)$$

$$f_z^{(4)}(\beta, \varepsilon) = \frac{c^2 k_{y1}^2}{z^2 b} \sum_{q, q'=1}^z \sum_{\kappa=1}^{\infty} \frac{(-1)^{q+q'}}{v^2 (v^2 - 4)} \sin(2\beta + \varphi_{q'1} + \varphi_{q1}), \quad (v = 6\kappa - 3); \quad (15д)$$

k_0, k_1, k_2 — коэффициенты временных гармоник для $v=0, 1, 2$; ζ, κ — вновь введенные индексы соответственно пространственной и временной гармоник.

Коэффициенты укорочения $k_{y\chi}, k_{y\chi-1}$ определяются равенством (2б) при замене в нем n на χ .

$(\chi - 1)$; углы $\varphi_{q(\chi-1)}$ и $\varphi_{q'\chi}$ — соотношением [для φ_{qn} из (4)].

Расчеты показывают:
при равных значениях параметров β и ϵ

$$\sum_{s=1}^3 f_z^{(s)}(\beta, \epsilon) \gg f_z^{(4)}(\beta, \epsilon),$$

вследствие чего с достаточной точностью

$$f_z(\beta, \epsilon) = \sum_{s=1}^3 f_z^{(s)}(\beta, \epsilon); \quad (16)$$

если в (15б) положить $q' = q$, то численные значения вновь полученного коэффициента

$$\varphi_z(\beta, \epsilon) = \sum_{s=1}^3 \varphi_z^{(s)}(\beta, \epsilon), \quad (17)$$

где

$$\varphi_z^{(s)}(\beta, \epsilon) = kc \sum_{q=1}^z \sum_{\zeta=1}^{\infty} \frac{k_{y\chi} k_{y\chi-1}}{\chi(\chi-1)} \sin \left[\beta + \frac{\pi}{3z} (q-1) \right], \quad (17a)$$

отличаются от (16) не более чем на (1,5—2) %; это означает, что перекрестное взаимодействие между выделенными системами катушек практически отсутствует;

коэффициент

$$\varphi_z(\beta, \epsilon) \approx f_z(\beta, \epsilon) \approx 0,273 c \sin(\beta + \gamma_z); \quad (18)$$

$$\gamma_z = \frac{\pi(z-1)}{6z}, \quad (18a)$$

и его амплитуда не зависит от z ; начальная фаза γ_z обусловлена выбором начала координат и из окончательного выражения может быть исключена.

Используя (16) и (18), получим окончательно:

$$M_3 = \frac{0,32\mu_0\lambda(D/\omega)^2}{\delta z^2} c \sin \beta. \quad (19)$$

При $z=1$ это выражение совпадает с полученным ранее в [Л. 3]. Отметим, что при неизменном числе ампер-витков фазы электромагнитный момент двигателя уменьшается пропорционально z^2 .

Полученный результат легко может быть распространен на машину с катящимся дисковым ротором. Для этого согласно [Л. 3] в равенстве (19) необходимо заменить:

λ_c на $2c_\lambda^{(n)}(\epsilon)$ — для ротора-диска с плоской активной поверхностью; λ_c на $2c_\lambda^{(k)}(\epsilon)$ — для ротора-диска с конической активной поверхностью и получить соответственно

$$M_3^{(n)} = \frac{0,64\mu_0(D/\omega)^2}{\delta z^2} c_\lambda^{(n)}(\epsilon) \sin \beta;$$

$$M_3^{(k)} = \frac{0,64\mu_0(D/\omega)^2}{\delta z^2} c_\lambda^{(k)}(\epsilon) \sin \beta.$$

В этом случае диаметр D рассматривается как наружный диаметр ротора-диска, а относительный эксцентриситет ϵ соответствует кольцевой трубке диаметром D активной зоны.

Выражения и графики коэффициентов $c_\lambda^{(n)}(\epsilon)$ и $c_\lambda^{(k)}(\epsilon)$ приведены в [Л. 3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Наний В. П. Электрические двигатели с катящимся ротором повышенной частоты. Бесконтактные электрические машины. — Труды II Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам, изд. ВНИИЭМ, 1966, ч. 1.
2. Фудзино Иосинти. Энциклопедические двигатели и их применение — «Отомэсен», 1966, № 7, 11.
3. Бертинов А. И., Варлей В. В., Фарбовский А. А. Электромагнитный момент двигателя с катящимся дисковым ротором — «Электричество», 1971, № 12, с. 48—52.

[11.11.1971]



УДК 621.315.1.001.24

О применении разностных уравнений длинной линии

Доктор техн. наук, проф. Р. И. КАРАЕВ и инж. Ю. Я. ЛЯМЕЦ
Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Введение. Волновые методы расчета переходных процессов в длинных линиях являются электротехнической интерпретацией известного из курсов вычислительной математики метода характеристик, основанного на замене дифференциальных соотношений вдоль характеристик разностными соотношениями [Л. 1]. Аппроксимация волнового уравнения, производимая по методу характеристик, свободна от погрешностей и приводит к следующим двум разностным уравнениям, связывающим напряжения и токи на концах длинной линии без потерь [Л. 2]:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) - z_B i_1(t) &= u_2(t - \tau) - z_B i_2(t - \tau); \\ u_2(t) + z_B i_2(t) &= u_1(t - \tau) + z_B i_1(t - \tau), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $z_B = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ — волновое сопротивление; $\tau = l \times \sqrt{L_0 C_0}$ — время пробега волны вдоль линии; L_0, C_0 — первичные параметры; l — длина линии.

Уравнения (1) должны быть рассмотрены совместно с граничными условиями линии:

$$N_1[u_1, i_1] = f_1(t); \quad N_2[u_2, i_2] = f_2(t). \quad (2)$$

Если N_1 и N_2 алгебраические операторы, то система (1), (2) сводится к разностному уравнению, а если N_1 и N_2 дифференциальные операторы, то — к дифференциально-разностному уравнению. Универсальным методом решения разностных и дифференциально-разностных уравнений является метод шагов [Л. 3], изложенный применительно к длинным

линиям в [Л. 4]. Метод Бьюлея представляет собой сочетание метода шагов с принципом наложения. Метод Бержерона и метод, предложенный в [Л. 5], являются по существу приближенными (первый — графический, а второй — численный) методами решения уравнений (1), (2). Согласно этим методам в расчетную схему вместо сосредоточенных индуктивностей и емкостей включаются отрезки длинных линий, что можно обосновать следующим образом. Интегрируя уравнения индуктивности и емкости в пределах от t до $t + \Delta t$ и заменяя интегралы конечными суммами по формуле трапеций, имеем:

$$u_L(t + \Delta t) + u_L(t) = \frac{2L}{\Delta t} [i_L(t + \Delta t) - i_L(t)]; \quad (3a)$$

$$u_C(t + \Delta t) - u_C(t) = \frac{\Delta t}{2C} [i_C(t + \Delta t) + i_C(t)]. \quad (3б)$$

Как следует из (1), уравнения (3a) по форме аналогичны уравнениям короткозамкнутой линии, а уравнения (3б) — разомкнутой.

Переход от граничных условий (2), содержащих производные, к разностным выражениям может быть совершен и по более точным формулам, чем формула трапеций, например, по формуле Симпсона. В общем случае граничные условия принимают вид:

$$N_{1n}[u_1, i_1, f_1(t)] = 0, N_{2n}[u_2, i_2, f_2(t)] = 0, \quad (4)$$

где N_{1n} и N_{2n} — разностные операторы.

В этой статье для анализа переходных процессов в линейных электрических цепях, описываемых уравнениями типа (1), (4), применяются методы решения линейных разностных уравнений, а для анализа медленно протекающих переходных процессов в нелинейных цепях, описываемых уравнениями типа (1), (2), применяется асимптотический метод решения квазилинейных дифференциально-разностных уравнений.

Разностные уравнения, учитывающие потери. Предположим для определенности, что в уравнениях длинной линии

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L_0 \frac{\partial i}{\partial t} + r_0 i &= 0; \\ C_0 \frac{\partial u}{\partial t} + \frac{\partial i}{\partial x} + g_0 u &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

коэффициенты удовлетворяют соотношению $r_0 > g_0 z_b^2$. С помощью подстановки

$$i = i_\mu e^{-\mu t}, \quad u = u_\mu e^{-\mu t}, \quad \mu = g_0 / C_0$$

устраним из уравнений (5) активный ток утечки, а активное сопротивление уменьшим на величину $g_0 z_b^2$. Далее, так же как и в [Л. 6], запишем интегральные соотношения вдоль характеристики и, вернувшись затем к исходным переменным u, i , получим:

$$u_1(t) - z_b i_1(t) - e^{-\mu \tau} [u_2(t - \tau) - z_b i_2(t - \tau)] - (r_0 - g_0 z_b^2) e^{-\mu t} \left[\int_0^t e^{\mu t} i(x, t) dx \right]_{x + vt = c_1} = 0; \quad (6a)$$

$$u_2(t) + z_b i_2(t) + e^{-\mu \tau} [u_1(t - \tau) + z_b i_1(t - \tau)] + (r_0 - g_0 z_b^2) e^{-\mu t} \left[\int_0^t e^{\mu t} i(x, t) dx \right]_{x - vt = c_2} = 0; \quad (6б)$$

$$c_1 = \text{const}_1, \quad c_2 = \text{const}_2.$$

Известно несколько способов учета потерь в длинных линиях. Первым будем называть способ, согласно которому потери учитываются сосредоточенными сопротивлениями [Л. 4 и 5], вторым — способ, основанный на замене реальной линии неискажающей линией [Л. 7]. Первый способ базируется на замене интегралов в соотношениях типа (6) конечными суммами по квадратурным формулам [Л. 6]. Применение формулы трапеций преобразует (6) в следующие разностные уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) - a_1 i_1(t) &= e^{-\mu \tau} [u_2(t - \tau) - b_1 i_2(t - \tau)]; \\ u_2(t) + a_1 i_2(t) &= e^{-\mu \tau} [u_1(t - \tau) + b_1 i_1(t - \tau)]; \\ a_1 &= z_b + \frac{r'_0 l}{2}, \quad b_1 = z_b - \frac{r'_0 l}{2}, \quad r'_0 = r_0 - g_0 z_b^2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Обратимся теперь ко второму способу. Подставляя в уравнения (5):

$$u = u_\zeta e^{-\zeta t}, \quad i = i_\zeta e^{-\zeta t}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{r_0}{L_0} + \frac{g_0}{C_0} \right),$$

переходя к интегральным соотношениям вдоль характеристик и возвращаясь к переменным u, i , получаем разностные уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) - z_b i_1(t) &= e^{-\zeta \tau} [u_2(t - \tau) - z_b i_2(t - \tau)]; \\ u_2(t) + z_b i_2(t) &= e^{-\zeta \tau} [u_1(t - \tau) + z_b i_1(t - \tau)], \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

первое из которых аппроксимирует соответствующее интегральное соотношение с точностью до слагаемого

$$R_2 = -\frac{1}{2} (r_0 - g_0 z_b^2) e^{-\zeta t} \left\{ \int_0^t [i(x, t) + \frac{u(x, t)}{z_b}] e^{\zeta t} dx \right\}_{x + vt = c_1} \quad (9)$$

Анализ точности приближенных способов учета потерь проведен в приложениях 1 и 2, где показано, что уравнения (7) и (8) имеют различные области применения. В целом же второй способ учета потерь обладает меньшей общностью, так как он принципиально не может дать более точных уравнений, чем уравнения (8), в то время как возможности первого способа не исчерпываются уравнениями (7). Например, разбивая линию на два равных отрезка и описывая каждый из них уравнениями (7), получаем при $g_0 = 0$ для всей линии следующие уравнения повышенной точности:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) - a_2 i_1(t) &= \frac{r_0 l}{4a_2} [u_1(t - \tau) + b_2 i_1(t - \tau)] + \\ &+ \frac{z_b}{a_2} [u_2(t - \tau) - b_2 i_2(t - \tau)]; \\ u_2(t) + a_2 i_2(t) &= \frac{r_0 l}{4a_2} [u_2(t - \tau) - b_2 i_2(t - \tau)] + \\ &+ \frac{z_b}{a_2} [u_1(t - \tau) + b_2 i_1(t - \tau)]; \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$a_2 = z_B + \frac{r_0 l}{4}, \quad b_2 = z_B - \frac{r_0 l}{4}.$$

Ниже излагаются классический и операторный методы анализа переходных процессов в электрических системах, описываемых линейными разностными уравнениями с постоянными коэффициентами.

Классический метод. Разностные уравнения принято записывать в виде рекуррентных формул с положительными целочисленными приращениями аргумента [Л. 8 и 9]. Выберем Δt в уравнениях (3) соизмеримым с τ и введем относительное время $t_* = t/c$, где c — наибольший общий делитель Δt и τ . Произведя сдвиг во времени, получаем в уравнениях линии вместо запаздывающих аргументов опережающие. Уравнения (1), например, при $c = \tau$ примут следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} u_1(t_* + 1) - z_B i_1(t_* + 1) &= u_2(t_*) - z_B i_2(t_*); \\ u_1(t_*) + z_B i_1(t_*) &= u_2(t_* + 1) + z_B i_2(t_* + 1). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Пусть n — порядок системы разностных уравнений, описывающих длинную линию и ее граничные условия. Запишем характеристическое уравнение этой системы [Л. 8]:

$$h_n \lambda^n + h_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + h_0 = 0 \quad (12)$$

и предположим, что его корни $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ различны и по модулю не превосходят единицы.

Руководствуясь [Л. 9], представим непрерывный аргумент t_* в виде:

$$t_* = k + \varepsilon, \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1, \quad (13)$$

где $k = [t_*]$ есть наибольшее целое число, содержащееся в t_* . Введение «местного времени» позволяет описывать процесс в промежутках между дискретными значениями k .

Общее выражение q -й зависимой переменной $u_q(t_*)$ записывается в виде [Л. 8 и 9]:

$$u_q(t_*) = u_{qn}(t_*) + u_{qc}(k, \varepsilon); \quad (14)$$

$$u_{qc}(k, \varepsilon) = \sum_{i=1}^n A_i(\varepsilon) \lambda_i^k. \quad (15)$$

Принужденная составляющая $u_{qn}(t_*)$ может быть найдена точно символическим или каким-нибудь иным методом теории цепей, и задача заключается в определении функций $A_i(\varepsilon)$, входящих в выражение свободной составляющей $u_{qc}(k, \varepsilon)$. Начальные условия, необходимые для определения функций $A_i(\varepsilon)$, есть значения функций $u_q(t_*)$ на n интервалах времени ($0 \leq t_* < n$), отсчитываемых от момента прихода первой после коммутации волны в точку q .

Если в линии действуют источники синусоидального напряжения или тока, то начальные условия, функции $A_i(\varepsilon)$, принужденные составляющие, а значит, и зависимые переменные могут быть записаны в символической форме. Из (14), (15) следует, что при этом

$$u_q(t_*) = \sqrt{2} \operatorname{Im} [\dot{U}_q(k) e^{j(\omega_* \varepsilon + \alpha)}], \quad (16)$$

где

$$\dot{U}_q(k) = U_{qn} e^{j\omega_* k} + \sum_{i=1}^n \tilde{A}_i \lambda_i^k; \quad (17)$$

ω_* — относительная частота; α — фаза коммутации; $\dot{U}_{qn}$, $\tilde{A}_i$ — комплексы действующих значений, изображающие синусоидальные функции переменного ε .

Запись (16), (17) удобна тем, что она позволяет анализировать модули электрических величин, исключая из рассмотрения угол α (пример 1).

Операторный метод. Из ряда функциональных преобразований, предназначенных для решения разностных уравнений, наиболее универсальными свойствами обладает модифицированное z -преобразование [Л. 10]. Построим на его основе операторный метод расчета рассматриваемого класса электрических цепей.

Пусть $F(z, \varepsilon)$ есть z -изображение функции $f(t_*) = f(k + \varepsilon)$. Согласно теореме смещения [Л. 10] изображением функции $f(k + m + \varepsilon)$, смещенной на m единиц, будет

$$F_m(z, \varepsilon) = z^m \left[F(z, \varepsilon) - \sum_{s=0}^{m-1} f(s + \varepsilon) z^{-s} \right]. \quad (18)$$

Запишем уравнения элементов цепи в области изображений. Начнем с уравнений длинной линии, выбрав в качестве примера уравнения (11). Применяя к ним формулу (18) при $m=1$, получаем:

$$\left. \begin{aligned} z [U_1(z, \varepsilon) - z_B I_1(z, \varepsilon)] - z [u_1(0, \varepsilon) - z_B i_1(0, \varepsilon)] &= U_2(z, \varepsilon) - z_B I_2(z, \varepsilon); \\ U_1(z, \varepsilon) + z_B I_1(z, \varepsilon) &= z [U_2(z, \varepsilon) + z_B I_2(z, \varepsilon)] - z [u_2(0, \varepsilon) + z_B i_2(0, \varepsilon)]. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Аналогично записываются изображения уравнений (7), (8) и (10).

Переведем далее в область изображений уравнения (3), выбрав $t_* = t/\Delta t$:

$$\left. \begin{aligned} U_L(z, \varepsilon) &= \frac{2L}{\Delta t} \frac{z-1}{z+1} I_L(z) + \frac{z}{z+1} \left[u_L(0, \varepsilon) - \frac{2L}{\Delta t} i_L(0, \varepsilon) \right]; \\ U_C(z, \varepsilon) &= \frac{\Delta t}{2C} \frac{z+1}{z-1} I_C(z) + \frac{z}{z-1} \left[u_C(0, \varepsilon) - \frac{\Delta t}{2C} i_C(0, \varepsilon) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Из вида уравнений (20) следует, что при аппроксимации, приводящей к уравнениям (3), операторные сопротивления индуктивности и емкости выражаются как

$$Z_L(z) = \frac{2L}{\Delta t} \frac{z-1}{z+1}, \quad Z_C(z) = \frac{\Delta t}{2C} \frac{z+1}{z-1}, \quad (21)$$

а их внутренние э. д. с.

$$\left. \begin{aligned} E_L(z, \varepsilon) &= \frac{z}{z+1} \left[u_L(0, \varepsilon) - \frac{2L}{\Delta t} i_L(0, \varepsilon) \right], \\ E_C(z, \varepsilon) &= \frac{z}{z-1} \left[u_C(0, \varepsilon) - \frac{\Delta t}{2C} i_C(0, \varepsilon) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Соответствующая операторная схема замещения индуктивности и емкости показана на рис. 1, а.

Выразив в (20) токи через напряжения, получаем описание параллельной схемы замещения (рис. 1, б), где операторные проводимости

$$Y_L(z) = \frac{1}{Z_L(z)}, \quad Y_C(z) = \frac{1}{Z_C(z)},$$

а внутренние источники токов

$$J_L(z) = \frac{E_L(z)}{Z_L(z)}, \quad J_C(z) = \frac{E_C(z)}{Z_C(z)}.$$

Операторные выражения различных элементов цепи можно рассматривать совместно, если они записаны для одного и того же относительного времени. При этом условии в области изображений справедливы законы и методы теории линейных электрических цепей. В частности, характеристическое уравнение (12) при изменении обозначения λ на z может быть получено как

$$Z_{вх}(z) = 0 \quad (23)$$

или как

$$Y_{вх}(z) = 0,$$

где $Z_{вх}(z)$ определяется относительно зажимов э. д. с., включенной в некоторую ветвь, а $Y_{вх}(z)$ — относительно зажимов источника тока, подключенного к некоторым узлам, при условии, что все прочие источники из схемы устранены. При выводе характеристического уравнения нет необходимости учитывать начальные условия, поэтому из уравнений (19) получаем следующую формулу входного сопротивления линии без потерь, нагруженной сопротивлением $Z_2(z)$:

$$Z_{вх}(z) = z_b \frac{Z_2(z)(z^2 + 1) + z_b(z^2 - 1)}{Z_2(z)(z^2 - 1) + z_b(z^2 + 1)}. \quad (24)$$

Иллюстрацией операторного метода служит пример 2.

Анализ квазилинейных систем. Для анализа электронных систем с запаздыванием широко применяется асимптотический метод решения квазилинейных дифференциально-разностных уравнений [Л. 3]. Естественным образом применить метод и к анализу линий электропередачи с подключенными к ним ферромагнитными аппаратами, поскольку неоднократно указывалось, что трансформаторы и реакторы допустимо полагать квазилинейными элементами [Л. 11 и 12].

Рассмотрим длинную линию, на входе которой напряжение задано:

$$u_1 = U_m \sin \theta, \quad \theta = \omega t, \quad (25)$$

а к выходу подключен ферромагнитный аппарат:

$$u_2 = \frac{d\psi}{d\theta}, \quad i_2 = \beta\psi + \sigma f(\psi), \quad (26)$$

где ψ — потокосцепление, выраженное в относительных единицах.

После исключения тока i_1 и подстановки граничного условия (25) уравнения (1) приводятся к следующему виду:

$$\begin{aligned} u_2(\theta) + u_2(\theta - \gamma) + z_b i_2(\theta) - z_b i_2(\theta - \gamma) = \\ = 2U_m \sin\left(\theta - \frac{\gamma}{2}\right), \end{aligned} \quad (27)$$

где $\gamma = 2\omega\tau$.

Особый интерес представляют случаи резонанса на основной или высших гармониках. При

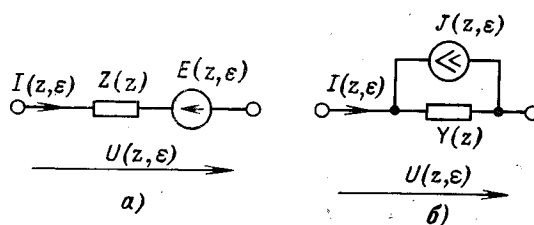


Рис. 1. Операторные схемы замещения индуктивности и емкости.

резонансе на основной гармонике в первом приближении полагаем

$$\psi = a \cos \vartheta = a(\theta) \cos[\theta + \varphi(\theta)], \quad (28)$$

где $a(\theta)$ и $\varphi(\theta)$ — медленно изменяющиеся функции.

Подставив (28) в (26), а результат в (27) и приравняв члены при $\cos \theta$ и $\sin \theta$, получим два дифференциально-разностных уравнения нейтрального типа, содержащих неизвестные и их производные с аргументами θ и $\theta - \gamma$. Интегрируя эти уравнения методом шагов, получаем зависимости $a(\theta)$ и $\varphi(\theta)$.

Если высшие производные функций a и φ достаточно малы, то можно перейти к обыкновенным дифференциальным уравнениям, полагая:

$$\left. \begin{aligned} a(\theta - \gamma) &\approx a(\theta) - \gamma a'(\theta); & \varphi(\theta - \gamma) &\approx \varphi(\theta) - \gamma \varphi'(\theta); \\ a'(\theta - \gamma) &\approx a'(\theta); & \varphi'(\theta - \gamma) &\approx \varphi'(\theta). \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Применяемое при решении ряда задач полное пренебрежение запаздыванием в аргументах медленно изменяющихся величин [Л. 3] в нашем случае рекомендовано быть не может (пример 3).

Пример 1. Исследование перенапряжений, возникающих на разомкнутом конце электропередачи с промежуточными автотрансформаторами [Л. 13] при включении на напряжение $u_1 = U_m \sin(\omega t + \alpha)$ (рис. 2, а). Автотрансформаторы полагает идеальными, т. е. считаем, что

$$Z_{44'}(z) = n^2 Z_{33'}(z), \quad Z_{36'}(z) = \frac{1}{n^2} Z_{55'}(z), \quad (30)$$

где n — коэффициент передачи автотрансформаторов по напряжению при передаче от концов линии к середине. В соответствии с (23) характеристическое уравнение рассматриваемой линии можно представить как

$$Z_{11'}(z) = 0. \quad (31)$$

Определим $Z_{11'}(z)$ без учета потерь. Введем относительное время $t_{*1} = t/\tau$, где τ — время пробега волны вдоль отрезка линии длиной $l/4$. Из (24) находим входное сопротивление разомкнутого отрезка линии:

$$Z_x(z) = Z_{33'}(z) = z_b \frac{z^2 + 1}{z^2 - 1}. \quad (32)$$

Средний участок линии вдвое длиннее крайних участков, и в его уравнения входит запаздывание 2τ . Следовательно, применяя выражение (24) для определения сопротивления $Z_{55'}(z)$, необходимо заменить в нем z^2 на z^4 .

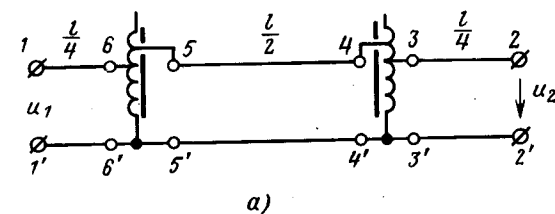
В итоге из (30) — (32) получаем следующее характеристическое уравнение:

$$z^8 + 2p^2 z^4 + 1 = 0, \quad (33)$$

где

$$p = \frac{1 - n^2}{1 + n^2}. \quad (34)$$

Заметим, что формула (34) совпадает с выражением для коэффициента отражения от автотрансформатора волны, движущейся по направлению к середине линии.



а)

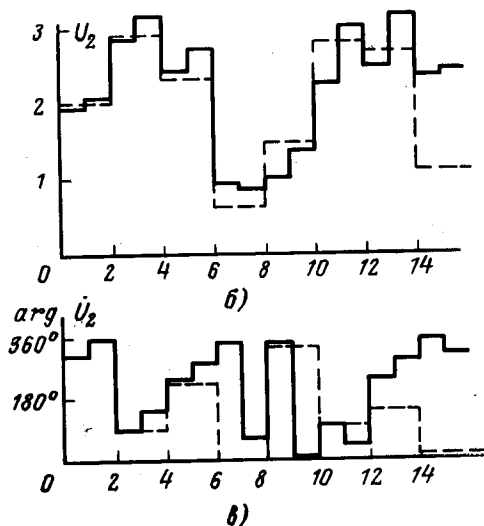


Рис. 2. Напряжение на разомкнутом конце электропередачи, управляемой автотрансформаторами.

Учитывая структуру уравнения (33), введем новое базисное время $t_{**} = t/4\tau$, чему соответствует замена в (34) z^k на λ . Корни характеристического уравнения:

$$\lambda_{1,2} = p^2 \pm j\sqrt{1-p^2} = e^{\pm j\varphi}; \quad (35)$$

$$\varphi = \arccos p^2. \quad (36)$$

Записав в соответствии с (15) выражение свободной составляющей напряжения u_2 и учтя потери множителем $e^{-\zeta_* k}$ что равносильно применению уравнений (8), имеем:

$$u_{2c} = e^{-\zeta_* k} [A_1(\varepsilon) \cos k\varphi + A_2(\varepsilon) \sin k\varphi].$$

Согласно (17)

$$\dot{U}_2(k) = \dot{U}_{2n} e^{j\omega_* k} + e^{-\zeta_* k} (\tilde{A}_1 \cos k\varphi + \tilde{A}_2 \sin k\varphi); \quad (37)$$

$$\omega_* = 4\omega\tau, \quad \zeta_* = 4\zeta\tau.$$

Начальными условиями являются значения функции $\dot{U}_2(k)$ на интервалах (0, 1) и (1, 2). Положив $\dot{U}_1(k) = U_1 \exp j\omega_* k$, найдем:

$$\dot{U}_2(0) = 2U_1 e^{-x} (1 - p^2), \quad 0 \leq \varepsilon \leq 1; \quad (38)$$

$$\dot{U}_2(1) = \begin{cases} 2U_1 e^{-\zeta_*} (1 - p^2) (1 + 3p^2 e^{-x}), & 0 \leq \varepsilon < 0,5; \\ 2U_1 e^{-\zeta_*} (1 - p^2) (1 + 3p^2 e^{-x} - p^3 e^{-1,5x}), & 0,5 \leq \varepsilon \leq 1, \end{cases} \quad (39)$$

$$\quad (40)$$

где

$$x = 4(\zeta + j\omega)\tau = \zeta_* + j\omega_*.$$

Линия электропередачи 750 кВ длиной примерно 800 км, выполненная проводом АСО 4 × 500, характеризуется параметрами: $\omega_* = 48^\circ$, $\zeta_* = 5,35 \times 10^{-3}$. Зададимся крайними значениями $n = 1,2$ и $n = 0,83$ [Л. 13], чему соответствует $p = \mp 0,18$. В установившемся режиме, пренебрегая потерями, находим: $\dot{U}_{2n} = 1,51U_1$ при $n = 1,2$; $\dot{U}_{2n} = 1,47U_1$ при $n = 0,83$. В линии без автотрансформаторов $\dot{U}_{2n} = 1,5U_1$.

При $|p| = 0,18$ слагаемым p^3 в (40) можно пренебречь, тогда $\dot{U}_2(1)$ будет представлено одним выражением. В остальных формулах p входит только в квадрате, откуда следует, что переходный процесс в конце линии практически не зависит от того, в каком направлении автотрансформаторы повышают напряжение.

Из (35), (36), (38) и (39) находим:

$\varphi = 88,8^\circ$, $\dot{U}_2(0) = 1,23 \angle -48^\circ$, $\dot{U}_2(1) = 2,06 \angle -3^\circ 54'$. Определив из (37) $\tilde{A}_1$ и $\tilde{A}_2$, получим для $n = 1,2$:

$$\dot{U}_2(k) = 1,51 \angle 48^\circ k + (-1,45 \angle 81^\circ 15' \cos 88^\circ 8' k + 1,61 \angle -48^\circ 50' \sin 88^\circ 8' k) \exp(-5,35 \cdot 10^{-3} k).$$

Зависимости $U_2(k)$ и $\arg[\dot{U}_2(k)]$ приведены на рис. 2, б и в. Наибольшие значения напряжений имеют место на интервалах (3, 4) и (13, 14), разумеется, при условии, что амплитуда напряжения $u_2(t_*)$ попадает на эти интервалы, т. е.

$$\omega_* \varepsilon + \alpha + \arg \dot{U}_2 = \pm 90^\circ.$$

С учетом (13) имеем:

$$\pm 90^\circ - \omega_* \varepsilon - \arg \dot{U}_2 \leq \alpha \leq \pm 90^\circ - \arg \dot{U}_2.$$

На интервале (3, 4) получаем $-93^\circ 25' \leq \alpha \leq -45^\circ 25'$ и $86^\circ 35' \leq \alpha \leq 134^\circ 35'$. Из рис. 2, б и в с помощью формулы (16) можно получить функцию $u_2(t_*)$ для любого значения α .

Для сравнения рассмотрим линию без автотрансформаторов. Ее входное сопротивление определяется выражением (32) при $t_* = t_{**}$. Введя $t_* = t_{**} = t/8\tau$, заменим z^2 на λ и найдем, что корень характеристического уравнения $\lambda_1 = -1$. Так же, как и в (37), имеем:

$$\dot{U}_2(m) = U_{2n}(m) + (-1)^m e^{-8\tau m} \tilde{A}.$$

Здесь дискретные моменты времени $\{t_{**}\}$ обозначены буквой m в отличие от $k = [t_{**}]$. После подстановки числовых данных

$$\dot{U}_2(m) = 1,5 \angle 96^\circ m - (-1)^m \cdot 1,45 \angle 83^\circ 30' \exp(-10,7 \cdot 10^{-3} m).$$

Зависимости, следующие из данного выражения, показаны пунктиром на рис. 2, б и в, откуда видно, что по прошествии времени примерно 50τ различие процессов становится довольно заметным. Неоднородность, вносимая автотрансформаторами, приводит к росту перенапряжений примерно на 10%.

Пример 2. Расчет тока короткого замыкания в схеме рис. 3, а выполним на основе уравнения (3а) и уравнений (7) при $\mu = 0$. Граничное условие $u_2 = 0$ сводит уравнения (7) к одному уравнению:

$$u_1(t + 2\tau) - a_1 i_1(t + 2\tau) = -\frac{b_1}{a_1} [u_1(t) + b_1 i_1(t)]. \quad (41)$$

Введем относительное время $t_{**} = t/2\tau$ и запишем (41) в области z -изображений:

$$U_1(z, \varepsilon) = \frac{za_1^2 - b_1^2}{za_1 + b_1} I_1(z, \varepsilon) + \frac{za_1}{za_1 + b_1} [u_1(0, \varepsilon) -$$

$$-a_1 i_1(0, \varepsilon)] = Z_K(z) I_1(z, \varepsilon) + E_K(z, \varepsilon). \quad (42)$$

Примем в (21), (22) $\Delta t = 2\tau$, что дает возможность рассмотреть эти уравнения совместно с (42). Свободная составляющая тока $I_1(z, \varepsilon)$ определится из операторной схемы замещения рис. 3, б:

$$I_{1c}(z, \varepsilon) = -\frac{E_{Lc}(z, \varepsilon) + E_{Kc}(z, \varepsilon)}{Z_L(z) + Z_K(z)}. \quad (43)$$

Подставляя в (43) выражения э. д. с. и сопротивлений и вводя обозначения:

$$h_L(\varepsilon) = u_{Lc}(0, \varepsilon) - \frac{L}{\tau} i_{Lc}(0, \varepsilon), \quad h_1(\varepsilon) = u_{1c}(0, \varepsilon) - a_1 i_{1c}(0, \varepsilon),$$

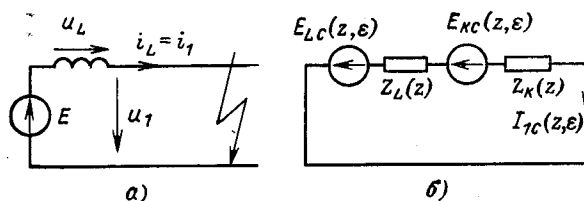


Рис. 3. Короткое замыкание линии, подключенной через индуктивность к постоянной э. д. с.

получаем:

$$I_{1c}(z, \varepsilon) = -z \frac{za_1 [h_L(\varepsilon) + h_1(\varepsilon)] + a_1 \left(a_1 + \frac{L}{\tau}\right) z^2 + (a_1 - b_1) \times + b_1 h_L(\varepsilon) + a_1 h_1(\varepsilon)}{\times \left(a_1 + b_1 - \frac{L}{\tau}\right) z - b_1 \left(b_1 + \frac{L}{\tau}\right)} \quad (44)$$

Зная, что функция i_1 непрерывна, достаточно найти дискретное множество ее значений и связать их между собой отрезками прямых. Для такого расчета необходимо подставить в (44) значения коэффициентов h при $\varepsilon=0$.

Пусть $E=1$, $z_B=1$, $r_0 l=0,1$, тогда в установившемся режиме $i_{1n}=10$, $u_{1n}=1$. Без учета затухания первой волны $u_1(0)=-1$, $u_L(0)=2$. Кроме того, $i_1(0)=i_L(0)=0$. Получаем следующие начальные условия для свободных составляющих: $u_{1c}(0)=-u_{Lc}(0)=-2$, $i_{1c}(0)=i_{Lc}(0)=-10$. При $L/\tau=3$ находим $h_L(0)=32$, $h_1(0)=8,5$. Подставляя числовые данные в (44), находим:

$$I_{1c}(z, 0) = -z \frac{42,5z + 39,4}{4,25z^2 - 0,1z - 3,76}.$$

Методом вычетов [Л. 10] находим оригинал:

$$i_{1c}(k, 0) = -9,99(0,952)^k - 0,01(-0,928)^k. \quad (45a)$$

Соответственно при $L/\tau=1$

$$i_{1c}(k, 0) = -9,96(0,905)^k - 0,04(-0,951)^k, \quad (45b)$$

а при $L/\tau=6$

$$i_{1c}(k, 0) = -9,97(0,972)^k - 0,03(-0,918)^k. \quad (45b)$$

Чтобы составить представление о погрешности полученного решения, желательно сравнить его с заведомо более точным решением. Будем искать уточненное решение при уменьшенном вдвое интервале Δt в выражении (22), т. е. при $\Delta t = \tau$. Соответственно потребуется ввести новое относительное время $t_{*1} = t/\tau = 2t_{*2}$. Операторное сопротивление короткозамкнутого отрезка линии получим из (42) заменой z на z^2 . Характеристическое уравнение на основании формулы (23) и рис. 3,б может быть получено из соотношения:

$$Z_L(z) + Z_{\kappa}(z) = \frac{2L}{\tau} \frac{z-1}{z+1} + \frac{a_1^2 z^2 - b_1^2}{a_1 z^2 + b_1} = 0.$$

Имеем:

$$a_1 \left(a_1 + \frac{2L}{\tau}\right) z^3 - a_1 \left(\frac{2L}{\tau} - a_1\right) z^2 + b_1 \left(\frac{2L}{\tau} - b_1\right) z - b_1 \left(b_1 + \frac{2L}{\tau}\right) = 0. \quad (46)$$

В решении (45) преобладающую роль играет первое слагаемое, т. е.

$$i_{1c}(k, 0) \approx i_{1c}(0) \lambda_1^k. \quad (47)$$

Соответственно уточненное решение:

$$i_{1c.y}(k, 0) \approx i_{1c}(0) \rho_1^{2k}, \quad (48)$$

где ρ_1 — первый корень уравнения (46). Обозначим через ΔI максимальное значение разности $i_{1c.y} - i_{1c}$. Из (47), (48) находим:

$$\Delta I = \frac{1}{\nu - 1} (\nu - 1) i_{1c}(0), \quad \nu = \frac{2 \ln \rho_1}{\ln \lambda_1}.$$

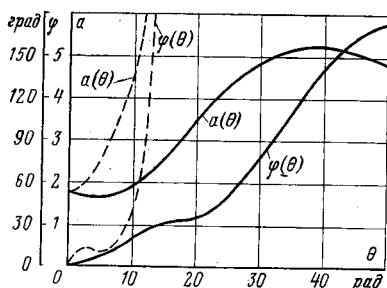


Рис. 4. Переходный процесс при резонансе на основной гармонике.

Анализ показывает, что при $z_B=1$ и $r_0 l=0,1$ значение $|\Delta I|$ не превосходит 0,05 $i_{1c}(0)$, если $L/\tau > 0,9$.

Пример 3. Расчет процесса перехода через резонанс в длинной линии, к выходу которой подключен реактор. Характеристика реактора аппроксимируется выражением (26) при $f(\psi) = \psi^3$. Зависимости $a(\theta)$ и $\varphi(\theta)$ определим с помощью соотношений (29). Подставляя (28) в (27) и пренебрегая запаздыванием медленно изменяющихся величин, входящих в нелинейный член $\sigma \psi^3(\theta - \gamma)$, что допустимо при малом σ [Л. 3], получаем в итоге:

$$\left. \begin{aligned} a' &= \frac{1}{\chi_1^2 + \chi_2^2} \left\{ -\frac{2U_m}{\sin \gamma} \left[\chi_2 \sin \left(\varphi + \frac{\gamma}{2} \right) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \chi_1 \cos \left(\varphi + \frac{\gamma}{2} \right) \right] - a \left(\chi_2 - \chi_1 \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \right) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[1 + z_B \left(\beta + \frac{3}{4} \sigma a^2 \right) \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \right] \right\}; \\ \varphi' &= \frac{1}{\chi_1^2 + \chi_2^2} \left\{ -\frac{2U_m}{a \sin \gamma} \left[\chi_1 \sin \left(\varphi + \frac{\gamma}{2} \right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \chi_2 \cos \left(\varphi + \frac{\gamma}{2} \right) \right] - \left(\chi_1 + \chi_2 \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \right) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[1 + z_B \left(\beta + \frac{3}{4} \sigma a^2 \right) \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \right] \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (49)$$

где

$$\chi_1 = 1 + \gamma (z_B \beta + \operatorname{ctg} \gamma), \quad \chi_2 = \operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} + \gamma (z_B \beta \operatorname{ctg} \gamma - 1).$$

Пусть $\frac{\gamma}{2} = \frac{7}{9} \pi$, $z_B=1$, $\beta=0,12$, $\sigma=0,08$. Состояние

равновесия характеризуется соотношением:

$$\begin{aligned} U_m &= -a \cos \frac{\gamma}{2} - a z_B \left(\beta + \frac{3}{4} \sigma a^2 \right) \sin \frac{\gamma}{2} = \\ &= 0,689a - 0,0386 a^3. \end{aligned} \quad (50)$$

Предположим, что значение U_m скачкообразно изменилось от 1 до 1,125. При $U_m=1$ из (50) находим $a=1,75$. Подставляя заданные условия в (49), получаем:

$$\left. \begin{aligned} a' &= 0,309 \sin \varphi - 0,2 \cos \varphi + 0,122a - 0,0069a^3, \\ \varphi' &= \frac{0,2}{a} \sin \varphi + \frac{0,309}{a} \cos \varphi - 0,187 + 0,0105a^2. \end{aligned} \right\} \quad (51)$$

Система (51) проинтегрирована численным методом, и результат приведен на рис. 4.

Характер процесса получится иным, если полностью пренебречь запаздыванием в аргументах $a(\theta - \gamma)$ и $\varphi(\theta - \gamma)$. В нашем случае уравнения для производных a' и φ' могут быть тогда записаны без помощи уравнения (27), поскольку полное пренебрежение запаздыванием равносильно представлению линии входным сопротивлением на основной частоте. Имеем:

$$\left. \begin{aligned} a' &= -\frac{U_m}{\cos \frac{\gamma}{2}} \sin \varphi; \\ \varphi' &= -\frac{U_m}{a \cos \frac{\gamma}{2}} - z_B \left(\beta + \frac{3}{4} \sigma a^2 \right) \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} - 1. \end{aligned} \right\} \quad (52)$$

Решение (52) показано пунктиром на рис. 4. Как видим, оно значительно отличается от решения, полученного с учетом запаздывания.

Приложение 1. Погрешности аппроксимации интегральных уравнений длинной линии разностными уравнениями. Примем $g_0=0$, что приведет к увеличению слагаемых, учитывающих потери (выражения (6) и (9)). Представим ток $i(x, t)$ в виде разности токов прямой

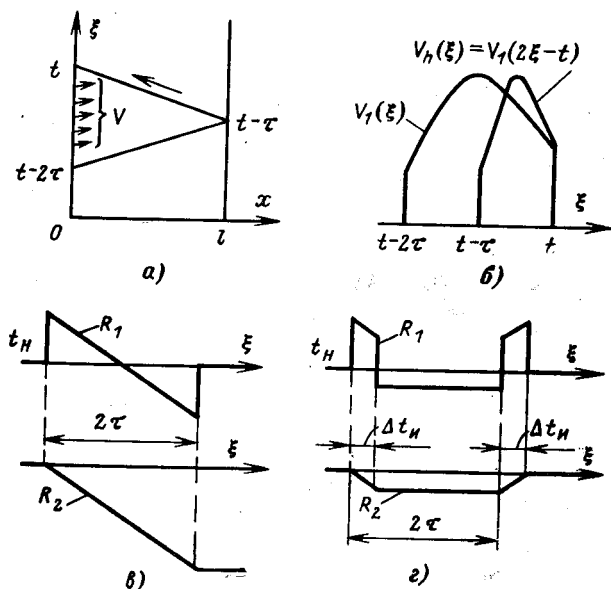


Рис. 5. К оценке погрешности разностных уравнений длинной линии.

а — характеристики; б — прямая волна в начале линии и в точках пересечения с обратной характеристикой; в, г — погрешности, обусловленные прямоугольной и импульсной волной.

и обратной волны:

$$i(x, t) = V(x, t) - W(x, t)$$

и заметим, что функции

$$[W(x, t)]_{x+vt=c_1} \text{ и } [V(x, t)]_{x-vt=c_2}$$

при малом затухании за время τ изменяются незначительно, так что погрешность аппроксимации интегралов от этих функций мала по сравнению с погрешностью аппроксимации интегралов от функций

$$V_h = [V(x, t)]_{x+vt=c_1}, \quad W_h = [W(x, t)]_{x-vt=c_2}.$$

Зафиксируем момент t , а текущее время обозначим буквой ξ (рис. 5, а). Без учета затухания за время τ ток $V_h(\xi)$ выражается через ток прямой волны в начале линии (рис. 5, б):

$$V_h(\xi) = V_1(2\xi - t).$$

Таким образом, погрешность применения формулы трапеций к интегралу в уравнении (6а) получает следующее приближенное выражение:

$$R_1 = -r_0 v \left[\int_{t-\tau}^t V_1(2\xi - t) d\xi - \tau \frac{V_1(t) + V_1(t-2\tau)}{2} \right]. \quad (\text{П-1})$$

Приведем к аналогичному виду формулу погрешности второго способа учета потерь. Выделяя в (9) прямые и обратные волны напряжения и тока, получим приближенно:

$$R_2 \approx -r_0 v \int_{t-\tau}^t V_1(2\xi - t) d\xi. \quad (\text{П-2})$$

Формулы (П-1), (П-2) позволяют наметить области применения уравнений (7) и (8). Оценим погрешности, обуславливаемые волнами различной конфигурации. Подставляя в (П-1) и (П-2) выражения волны с прямоугольным фронтом: $V_1(\xi) = C1(\xi - t_h)$ и применяя правила интегрирования обобщенных функций [Л. 14], получим:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &\approx -\frac{1}{2} r_0 v C (t - t_h - \tau) [1(t - t_h) - 1(t - t_h - 2\tau)]; \\ R_2 &\approx -\frac{1}{2} r_0 v C [(t - t_h) 1(t - t_h) - (t - t_h - 2\tau) 1(t - t_h - 2\tau)]. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-3})$$

Уравнениям (П-3) соответствуют графики, показанные на рис. 5, в.

Если на вход линии подан прямоугольный импульс продолжительностью $\Delta t_h < \tau$, то, представив его в виде разности двух волн, получаем графики погрешностей, показанные на рис. 5, г.

Рис. 5, в и г позволяют сделать вывод о том, что уравнения (7) имеют преимущество при анализе линий постоянного тока, а уравнения (8) — линий импульсного тока.

Для синусоидальной волны $V_1(\xi) = V_{1m} \sin(\omega\xi + \alpha) 1(\xi - t_h)$ из (П-1), (П-2) находим:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &\approx \frac{1}{2} r_0 v V_{1m} \left\{ \left[\frac{1}{\omega} \cos(\omega t + \alpha) + \tau \sin(\omega t + \alpha) - \frac{1}{\omega} \cos(\omega t_h + \alpha) \right] 1(t - t_h) - \right. \\ &\quad \left. - \left[\frac{1}{\omega} \cos(\omega t - 2\omega\tau + \alpha) - \tau \sin(\omega t - 2\omega\tau + \alpha) - \frac{1}{\omega} \cos(\omega t_h + \alpha) \right] 1(t - t_h - 2\tau) \right\}; \\ R_2 &\approx \frac{r_0 v V_{1m}}{2\omega} \{ [\cos(\omega t + \alpha) - \cos(\omega t_h + \alpha)] 1(t - t_h) - \\ &\quad - [\cos(\omega t - 2\omega\tau + \alpha) - \cos(\omega t_h + \alpha)] 1(t - t_h - 2\tau) \}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4а})$$

Из (П-4а) следует, что на интервале $t_h \leq \xi \leq t_h + 2\tau$ погрешности зависят от соотношения между α и ωt_h , τ и периодом колебаний T , а при $\xi > t_h + 2\tau$ имеют место следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= -r_0 v V_{1m} \left(\frac{\sin \omega\tau}{\omega} - \tau \cos \omega\tau \right) \sin(\omega t - \omega\tau + \alpha); \\ R_2 &= -r_0 v V_{1m} \frac{\sin \omega\tau}{\omega} \sin(\omega t - \omega\tau + \alpha). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4б})$$

Из (П-4) видно, что при одинаковых значениях V_{1m} выполняется соотношение $|R_1| < |R_2|$, если $\omega\tau < \pi/2$. Следовательно, уравнения (7) могут быть в общем случае рекомендованы для линий, которые короче четверти длины волны, т. е. для расчета переходных процессов в обычных электропередачах, а уравнения (8) — для линий большей протяженности (электропередачи, настроенные на полуволну; линии связи).

Формулы (П-1) — (П-4) позволяют утверждать, что погрешности будут наибольшими в том режиме, при котором волны достигают максимальных значений. В реальных линиях таким режимом является короткое замыкание, следовательно, погрешность расчета тока короткого замыкания может служить критерием точности приближенных способов учета потерь. Рассмотрим более подробно режим короткого замыкания.

Приложение 2. Погрешность расчета тока короткого замыкания. Получим достаточно точные формулы тока i_1 короткозамкнутой линии при $g_0 = 0$ и заданном напряжении u_1 . Известны выражения тока бесконечной линии [Л. 15], включенной на постоянное напряжение U :

$$i(x, t) = \frac{U}{z_b} e^{-\gamma x} \left(\zeta \sqrt{t^2 - \left(\frac{x}{v}\right)^2} \right) \quad (\text{П-5})$$

и на переменное напряжение

$$U_m \sin(\omega t + \varphi): \quad i(x, t) = i_n(x, t) + i_c(x, t);$$

$$i_n(x, t) = \frac{U_m}{z_c} e^{-\alpha_c x} \sin \left[\omega \left(t - \frac{x}{u_\phi} \right) + \varphi - \theta \right]; \quad (\text{П-6})$$

$$\begin{aligned} i_c(x, t) &= \frac{U_m}{z_b} \left[(\sin \varphi) \left(\frac{1}{\omega^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \frac{1}{\omega^4} \frac{\partial^4}{\partial t^4} + \dots \right) + \right. \\ &\quad \left. + (\cos \varphi) \left(\frac{1}{\omega} \frac{\partial}{\partial t} - \frac{1}{\omega^3} \frac{\partial^3}{\partial t^3} + \dots \right) \right] \times \\ &\quad \times \left[e^{-\gamma x} \left(\zeta \sqrt{t^2 - \left(\frac{x}{v}\right)^2} \right) \right], \end{aligned} \quad (\text{П-7})$$

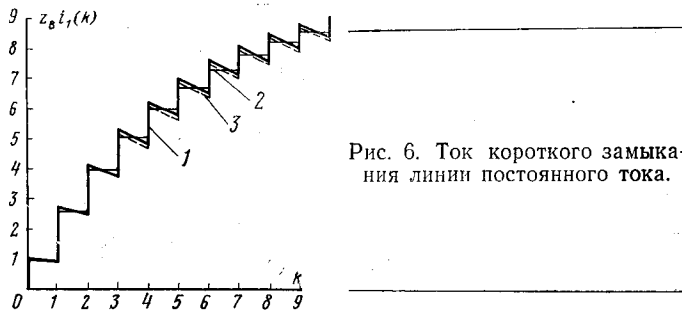


Рис. 6. Ток короткого замыкания линии постоянного тока.

где I_0 — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $\zeta = \frac{1}{2} \frac{r_0}{L_0}$; $Z_c = z_c \exp j\theta$, α_c , v_Φ — характеристические параметры линии на частоте ω (характеристическое сопротивление, коэффициент затухания и фазовая скорость).

Введем относительное время $t_{*2} = t/2\tau$. С помощью выражения (П-5) и метода наложения получим следующую формулу для тока i_1 в дискретные моменты времени $k = [t_{*2}]$:

$$i_1(k) = \frac{U}{z_b} e^{-\eta k} f_1(k); \quad \eta = \frac{r_0 l}{z_b}; \quad (П-8)$$

$$f_1(k) = I_0(\eta k) + 2 \left[1 + \sum_{m=1}^{k-1} I_0(\eta \sqrt{k^2 - m^2}) \right].$$

На рис. 6 приведен график функции $i_1(k)$ (кривая 1) при $U=1$, $z_b=1$, $\eta=0.1$. Последнее несколько превышает значения, возможные в линиях электропередачи. Точки начала скачков определяются как:

$$i_{1-}(k) = i_1(k) - 2 \frac{U}{z_b} e^{-\eta k}.$$

Для линии переменного тока не представляется возможным получить формулу, свободную от погрешностей в той же степени, как и (П-8). Обозначим i_{12} ток в начале линии, обусловленный слагаемым (П-7), и найдем его приближенное выражение. Примем $\cos \varphi = 1$, что соответствует наибольшим значениям $i_c(x, t)$. Ограничиваясь первым членом, получим:

$$i_c(x, t) \approx \frac{U_m}{z_b} \frac{\zeta}{\omega} e^{-\zeta t} \left[-I_0 \left(\zeta \sqrt{t^2 - \left(\frac{x}{v} \right)^2} \right) + \frac{t}{\sqrt{t^2 - \left(\frac{x}{v} \right)^2}} I_1 \left(\zeta \sqrt{t^2 - \left(\frac{x}{v} \right)^2} \right) \right];$$

$$i_{12}(k) = -\frac{U_m}{z_b} \frac{\eta}{2\omega\tau} e^{-\eta k} [f_1(k) - f_2(k)]; \quad (П-9)$$

$$f_2(k) = I_1(\eta k) + \eta k + 2k \sum_{m=1}^{k-1} \frac{I_1(\eta \sqrt{k^2 - m^2})}{\sqrt{k^2 - m^2}}. \quad (П-10)$$

Точки, предшествующие скачкам, определяются как

$$i_{12-}(k) = i_{12}(k) + \frac{U_m}{z_b} \frac{\eta}{2\omega\tau} e^{-\eta k} (2 - \eta k).$$

Решения разностных уравнений (7), (8) при заданных граничных условиях имеют одинаковый вид:

$$i_1 = i_{1n} + A(\epsilon) \lambda^k. \quad (П-11)$$

Уравнения (7) дают:

$$\lambda = \frac{b_1^2}{a_1^2} = \left(\frac{2 - \eta}{2 + \eta} \right)^2, \quad (П-12)$$

а уравнения (8)

$$\lambda = e^{-2\zeta\tau} = e^{-\eta}. \quad (П-13)$$

В установившемся режиме уравнения (7) дают точное значение:

$$i_{1n} = \frac{U}{r_0 l} = \frac{U}{z_b \eta}, \quad (П-14)$$

а уравнения (8)

$$i_{1n} = \frac{U}{z_b} \operatorname{cth} \frac{\eta}{2}. \quad (П-15)$$

Определив из (П-5) начальное условие

$$i_1(0, \epsilon) = \frac{U}{z_b} e^{-\eta\epsilon},$$

запишем решение (П-11) уравнений (7) при $U=1$:

$$i_1(k, \epsilon) = \frac{1}{\eta} [1 - (1 - \eta e^{-\eta\epsilon}) \lambda^k]. \quad (П-16)$$

График функции (П-16) показан на рис. 6 (кривая 2). Как видим, приближенное решение довольно точно аппроксимирует точную кривую. Корни (П-12) и (П-13), а также установившиеся значения (П-14) и (П-15) существенно различаются. Отсюда следует подтверждение вывода о нецелесообразности применения уравнений (8) к линиям постоянного тока. Решение (П-16) может оказаться недостаточным так как не отражает изменения наклона ступенек в кривой тока — это учитывается (10). Характеристическое уравнение (10) при заданных граничных условиях и относительном времени $t_{*1} = t/\tau$ имеет два корня:

$$\lambda_1 = \lambda^2, \quad \lambda_2 = -\lambda = -\frac{4 - \eta}{4 + \eta},$$

и уточненное решение принимает вид:

$$i_1(k, 0) = \frac{1}{\eta} + A_1 \lambda^{2k} + A_2 (-\lambda)^k. \quad (П-17)$$

Выражение (П-17) записано для дискретных моментов времени. Определив A_1 и A_2 из начальных условий $i_1(0) = 1$, $i_1(1) = e^{-\eta/2}$, найдем дискретную функцию $i_1(k)$. Соединив полученные точки отрезками прямых, получим кривую, практически совпадающую с точным решением (кривая 3 на рис. 6).

В линии переменного тока составляющая решения (П-6) имеет тот же вид, что и решение для линии без искажений. Следовательно, если в уравнения (8) ввести $z_b = z_c$, $\zeta = v_\Phi \alpha_c$, $\tau = l/v_\Phi$ и уменьшить начальную фазу источника на угол θ , то решение этих уравнений будет отличаться от точного только неучетом слагаемого (П-9). Оценим величину последнего для линии полуволновой длины, ток короткого замыкания которой ограничивается одним лишь активным сопротивлением проводов. Решение уравнения (8) для этого случая имеет следующий вид:

$$i_{11} = \frac{U_m}{z_c} \left[\operatorname{cth} \frac{\eta}{2} + \left(1 - \operatorname{cth} \frac{\eta}{2} \right) e^{-\eta k} \right] \sin(\omega t - \theta_c)$$

и приведено на рис. 7 для $\eta=0.1$. Там же по уравнениям (П-9), (П-10) построен график функции $i_{12}(k)$. Как видим, ток i_{12} значительно меньше амплитуд тока i_{11} . Таким образом, видоизмененные разностные уравнения (8) точно учитывают основную составляющую решения.

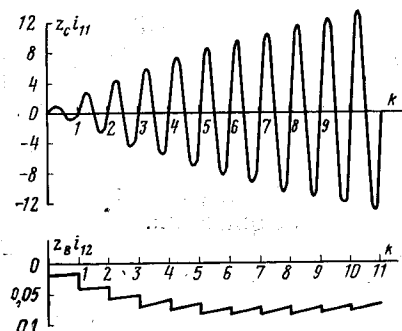


Рис. 7. Ток короткого замыкания линии полуволновой длины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Березин И. С., Жидков Н. П. Методы вычислений. т. II. М., «Наука», 1966.
2. Караев Р. И. Переходные процессы в цепях с распределенными параметрами.—МЭИ, 1954.
3. Рубаник В. П. Колебания квазилинейных систем с запаздыванием. М., «Наука», 1969.
4. Караев Р. И. Переходные процессы в линиях большой протяженности. М., Госэнергоиздат, 1963.
5. Долгинов А. И. и др. Расчет переходных процессов в электрических системах на ЭЦВМ. М., «Энергия», 1968.
6. Караев Р. И. Схемы замещения длинных линий при выполнении расчетов переходных процессов с помощью ЦВМ — Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1965, № 5.
7. Кадомская К. П. и др. Исследование внутренних перенапряжений в электрических системах с применением ЭЦВМ — Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1963, № 6.

8. Гельфонд А. О. Исчисление конечных разностей. М., «Наука», 1967.
9. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963.
10. Джури Э. А. Импульсные системы автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963.
11. Джуварлы Ч. М., Миронов Г. А. Расчет резонансных перенапряжений в линиях электропередачи на высших нечетных гармониках — «Электричество», 1971, № 1.
12. Долгинов А. И. Резонанс в электрических цепях и системах. М., Госэнергоиздат, 1957.
13. Азаров В. С. К вопросу повышения пропускной способности сильно нагруженных линий.—«Труды МИИТ». 1971, № 388.
14. Розенфельд А. С., Яхинсон Б. И. Переходные процессы и обобщенные функции. М., «Наука», 1966.
15. Круг К. А. Переходные процессы в линейных электрических цепях. М., Госэнергоиздат, 1948.

[17.4.1972]



УДК 621.372.001.24

Метод анализа синусоидальных режимов в нелинейных цепях с ферромагнитной индуктивной связью

С. Л. ФАРХИ и И. Г. ХИНОВА

София, Болгария

Введение. При исследовании стационарных режимов в электрических цепях с ферромагнитной индуктивной связью широко применяется метод условной линеаризации. При матричном подходе для составления уравнений цепи используются два способа.

При первом способе вводятся собственные и взаимные статические индуктивности. Потом составляется матрица контурных сопротивлений с учетом индуктивного влияния [Л. 1]. Конечно, можно исключить индуктивную связь при помощи соответствующего преобразования [Л. 2—4]. Основная трудность в этом случае заключается в определении статических параметров, которые зависят от амплитуд магнитной индукции в отдельных участках магнитной цепи.

Сущность второго способа состоит в одновременном составлении матричных уравнений электрической и магнитной цепи. Их взаимодействие учитывается введением подходящих структурных матриц, что позволяет при помощи какой-нибудь итерационной вычислительной процедуры установить распределение токов и магнитных потоков. Некоторые соображения в этом направлении приведены в [Л. 5], но при допущении, что магнитная цепь является идеальной, и без учета магнитных сопротивлений отдельных участков.

Цель проделанной работы заключалась в том, чтобы с помощью соответствующим образом составленных структурных матриц получить способ анализа стационарных режимов в сложных цепях с ферромагнитными индуктивными связями по методу условной линеаризации.

Основные зависимости. Матричное составление контурных уравнений электрической цепи. Пусть электромагнитная цепь состоит из m электрических и m_μ магнитных ветвей и соответственно k

электрических и k_μ магнитных независимых контуров. Существует следующая зависимость между многомерным вектором комплексных величин токов в ветвях $[I]_{m \times 1}$ и многомерным вектором комплексных величин контурных токов $[I_k]_{k \times 1}$:

$$[I] = [C]_T [I_k]. \quad (1)$$

Электрическая матрица соединений (инцидентей) $[C]_{k \times m}$ составляется известным образом [Л. 6]. В (1) индекс «Т» означает, что использована транспонированная матрица. Контурные уравнения электрической цепи запишем в матричной форме:

$$[Z_k] [I_k] = [\dot{E}_{\Sigma, k}]. \quad (2)$$

Квадратная матрица контурных комплексных сопротивлений $[Z_k]_{k \times k}$ имеет вид:

$$[Z_k] = [C] [Z] [C]_T. \quad (3)$$

Элементы диагональной матрицы $[Z]_{m \times m}$ равны комплексным сопротивлениям отдельных ветвей электрической цепи.

Матрица-столбец эквивалентных комплексных контурных электродвижущих сил $[\dot{E}_{\Sigma, k}]_{k \times 1}$ определяется с помощью матрицы-столбца комплексных э. д. с. в отдельных ветвях $[\dot{E}]_{m \times 1}$:

$$[\dot{E}_{\Sigma, k}] = [C] [\dot{E}] - [\dot{E}_{и, k}]. \quad (4)$$

Многомерный вектор $[\dot{E}_{и, k}]_{k \times 1}$ учитывает наведенные контурные э. д. с.:

$$[\dot{E}_{и, k}] = j \frac{\omega}{V_2} [C'] [\omega] [\Phi_m], \quad (5)$$

где ω — угловая частота синусоидального процесса, $[\Phi_m]_{m_\mu \times 1}$ — многомерный вектор комплексных значений амплитуд магнитных потоков в отдельных ветвях

магнитной цепи. Элементы C'_{sp} структурной матрицы $[C']_{k \times r}$ можно определить следующим образом. Если в данном электрическом контуре s участвует обмотка p , то C'_{sp} имеет значение ± 1 . Знак положительный, если контурный ток I_{sk} имеет направление от начала обмотки w_p к ее концу. Структурная матрица $[w]_{r \times m_\mu}$ учитывает размещение r обмоток на

ветвях магнитной цепи. Элемент w_{ps} равен числу витков w_p обмотки p ветви s магнитной цепи. Если нет обмотки, надо положить $w_{ps} = 0$.

Выражение (4) является справедливым при условии, что все источники тока заменены эквивалентными источниками Э. Д. С.

Матричное составление контурных уравнений магнитной цепи. Если ввести магнитную матрицу соединений $[C_\mu]_{k_\mu \times m_\mu}$, составленную аналогично матрице $[C]$, то получим:

$$[\Phi_M] = [C_\mu]_T [\dot{\Phi}_{M.K}]. \quad (6)$$

Здесь $[\dot{\Phi}_{M.K}]_{k_\mu \times 1}$ — матрица-столбец комплексных амплитуд контурных магнитных потоков.

Контурные уравнения магнитной цепи имеют следующую матричную форму:

$$[Z_{\mu K}] [\dot{\Phi}_{M.K}] = [\dot{F}_{M.K}]. \quad (7)$$

Выражение для квадратной матрицы контурных комплексных сопротивлений имеет вид:

$$[Z_{\mu K}]_{k_\mu \times k_\mu} = [C_\mu] [Z_\mu] [C_\mu]_T. \quad (8)$$

В (8) элементы диагональной матрицы $[Z_\mu]_{m_\mu \times m_\mu}$ равны комплексным магнитным сопротивлениям отдельных ветвей магнитной цепи.

Многомерный вектор комплексных амплитуд контурных н. с. $[\dot{F}_{M.K}]_{k_\mu \times 1}$ вычисляется по выражению:

$$[\dot{F}_{M.K}] = \sqrt{2} [C'_\mu] [w_\mu] [\dot{I}]. \quad (9)$$

В (9) элементы $C'_{\mu sp}$ структурной матрицы $[C'_\mu]_{k_\mu \times r_\mu}$ имеют значение ± 1 при условии, что в магнитном контуре s_μ участвует обмотка p_μ . Знак будет положительный в случае, когда направление н. с. и направление магнитного контурного потока совпадают. Структурная матрица $[w_\mu]_{r_\mu \times m_\mu}$ учитывает размещение r_μ первичных (неэкранирующих) обмоток на отдельных ветвях электрической цепи. Каждый ее элемент равен числу витков соответствующей обмотки или нулю.

С целью облегчения вычислений влияние всех экранирующих (вторичных) обмоток с числом витков w_l , к которым подключены нагрузочные комплексные сопротивления $Z_{\mu l}$, учитывается введением комплексного магнитного сопротивления в соответствующую ветвь магнитной цепи:

$$Z_{\mu l \text{ вв}} = \frac{j\omega w_l^2}{Z_{\mu l}}. \quad (10)$$

Токи в этих обмотках вычисляются после подсчета комплексных амплитуд магнитных потоков Φ_{Ml} :

$$I_l = \frac{j\omega w_l \Phi_{Ml}}{\sqrt{2} Z_{\mu l}}. \quad (11)$$

При этом не надо забывать, что величина $Z_{\mu l}$ включает собственное активное сопротивление обмотки w_l и ее реактивное сопротивление рассеивания.

Матрицы электрических и магнитных сопротивлений. С учетом (9) и (1) выражение (7) получим в виде:

$$[Z_{\mu K}] [\dot{\Phi}_{M.K}] = \sqrt{2} [C'_\mu] [w_\mu] [C]_T [\dot{I}_K], \quad (12)$$

откуда

$$[\dot{\Phi}_{M.K}] = [Z_{\mu K}]^{-1} \sqrt{2} [C'_\mu] [w_\mu] [C]_T [\dot{I}_K]. \quad (13)$$

Подставляя (4) — (6) в (2), имеем:

$$[Z_K] [\dot{I}_K] = [C] [\dot{E}] - \frac{j\omega}{\sqrt{2}} [C'] [w] [C_\mu]_T [\dot{\Phi}_{M.K}]. \quad (14)$$

Это матричное равенство решается относительно $[\dot{I}_K]$:

$$[\dot{I}_K] = [Z_K]^{-1} [C] [\dot{E}] - \frac{j\omega}{\sqrt{2}} [Z_K]^{-1} [C'] [w] [C_\mu]_T [\dot{\Phi}_{M.K}]. \quad (15)$$

Из (13) и (14) или из (12) и (15) можно определить многомерные векторы контурных величин:

$$[\dot{I}_K] = [Z_{\varepsilon K}]^{-1} [C] [\dot{E}]; \quad (16)$$

$$[\dot{\Phi}_{M.K}] = \sqrt{2} [Z_{\mu \varepsilon K}]^{-1} [C'_\mu] [w_\mu] [C]_T [Z_K]^{-1} [C] [\dot{E}], \quad (17)$$

где

$$[Z_{\varepsilon K}] = [Z_K] + [Z_{\text{вв.к}}];$$

$$[Z_{\mu \varepsilon K}] = [Z_{\mu K}] + [Z_{\mu \text{вв.к}}].$$

Матрицы вводимых контурных комплексных электрических и магнитных сопротивлений соответственно имеют вид:

$$[Z_{\text{вв.к}}] = j\omega [C'] [w] [C_\mu]_T [Z_{\mu K}]^{-1} [C'_\mu] [w_\mu] [C]_T; \quad (18)$$

$$[Z_{\mu \text{вв.к}}] = j\omega [C'_\mu] [w_\mu] [C]_T [Z_K]^{-1} [C'] [w] [C_\mu]_T. \quad (19)$$

После нахождения многомерных векторов комплексных контурных величин вычисление комплексных величин в ветвях производится с помощью (1) и (6).

Стационарный режим. Исследование стационарного режима в рассматриваемых электромагнитных цепях относительно упрощается, если нет емкостных реактивных элементов. В таком случае условия структурной конвергентности удовлетворены и существует только один периодический процесс [Л. 7]. Его можно определить с помощью подходящей итерационной процедуры. При возможности существования нескольких периодических решений (феррорезонансные явления, например) необходимо точно выбрать начальное приближение.

При вычислениях принимается, что необходимые характеристики ферромагнитных материалов заданы:

$$\mu = \mu \left(\frac{\Phi_m}{s} \right), \quad \alpha_{\Pi} = \alpha_{\Pi} \left(\frac{\Phi_m}{s} \right).$$

Тогда комплексные магнитные сопротивления вычисляются по выражению:

$$Z_{\mu}(\Phi_m) = \frac{l}{s\mu(\Phi_m/s)} \exp \left[j\alpha_{\Pi} \left(\frac{\Phi_m}{s} \right) \right]. \quad (20)$$

Анализ проводится в следующей последовательности.

1. Задается подходящее начальное приближение $[B_m]^{(0)}$ распределения максимальных магнитных индукций в отдельных ветвях магнитной цепи [Л. 8].

2. На основании данных о материале определяются зависимости $\mu = \mu(B_m)$, $\alpha_{\Pi} = \alpha_{\Pi}(B_m)$.

С этой целью можно применить подходящие интерполяционные формулы.

3. По таблицам или с помощью интерполяционных формул находят величины $[\mu]^{(0)}$ и $[\alpha_{\Pi}]^{(0)}$ для $[B_m]^{(0)}$.

4. Определяются комплексные магнитные сопротивления отдельных магнитных участков. С помощью (10) устанавливается влияние всех вторичных обмоток, выполняющих роль электромагнитного экрана.

5. Таким образом, определяется начальное приближение диагональной матрицы $[Z_{\mu}]^{(0)}$ и с помощью (17) и (6) подсчитывается распределение магнитных потоков $[\Phi_m]^{(0)}$.

6. Из $[\Phi_m]^{(0)}$ получаем зависимость:

$$[B_m]^{(0)} = [\Phi_m/s]^{(0)} = [f\{[B_m]^{(0)}\}]. \quad (21)$$

7. Следующее приближение надо искать по модифицированному методу Ньютона, используя формулу [Л. 9]:

$$[B_m]^{(n+1)} = [B_m]^{(n)} - [F'\{[B_m]^{(n)}\}]^{-1} [F\{[B_m]^{(n)}\}], \quad (22)$$

где

$$[F\{[B_m]^{(n)}\}] = [f\{[B_m]^{(n)}\}] - [B_m]^{(n)}. \quad (23)$$

В (22) $[F']$ — матрица Якоби, которую можно представить в виде:

$$[F'\{[B_m]^{(0)}\}] = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial B_{m1}} - 1 & \frac{\partial f_1}{\partial B_{m2}} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial B_{m_{m\mu}}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial B_{m1}} & \frac{\partial f_2}{\partial B_{m2}} - 1 & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial B_{m_{m\mu}}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_{m\mu}}{\partial B_{m1}} & \frac{\partial f_{m\mu}}{\partial B_{m2}} & \dots & \frac{\partial f_{m\mu}}{\partial B_{m_{m\mu}}} - 1 \end{bmatrix}^{(0)} \quad (24)$$

В (24) индекс (0) означает, что вместо соответствующего амплитудного значения магнитной индукции после дифференцирования следует подставить ее нулевое приближение. После нахождения данного приближения этапы 3—6 повторяются.

8. Для каждого приближения можно проверить сходимость итерационного процесса, используя критерии, данные в [Л. 9].

9. Сходящийся итерационный процесс останавливается, когда разница между двумя последовательными приближениями становится меньше наперед заданной величины.

На рис. 1 показана блок-схема описанного алгоритма.

Применение метода. Описанный матричный метод приближенного анализа синусоидальных режимов в нелинейных цепях с ферромагнитными индуктивными связями можно применять в случаях, когда существенное значение имеет определение действующих значений несинусоидальных электрических и магнитных величин. Как известно

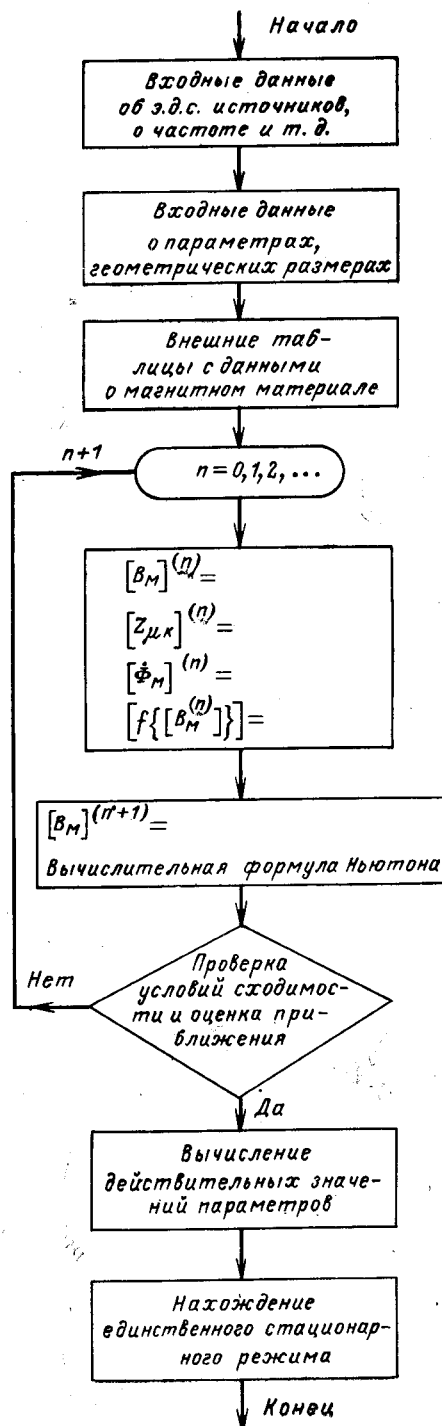


Рис. 1.

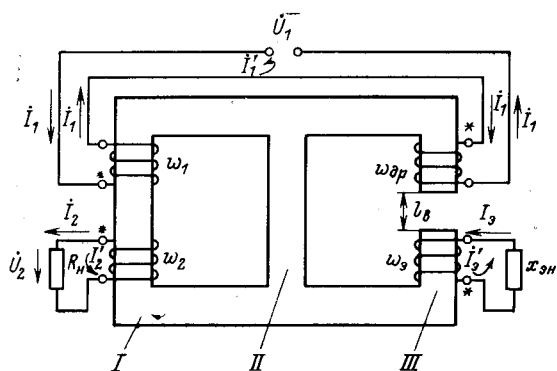


Рис. 2.

[Л. 10], выбор эквивалентных синусоид совершается так, чтобы потери энергии в ферромагнитном материале не изменялись.

При расчете цепей, питаемых от источника синусоидального напряжения, целесообразно использовать данные о ферромагнетиках, полученные при синусоидальной магнитной индукции, а при питании от источника синусоидального тока данные, полученные при синусоидальной напряженности магнитного поля.

В качестве иллюстрации применимости матричного итерационного метода анализа для областей с большим насыщением проведем расчет для сварочного трансформатора со встроенным дросселем, подключенным последовательно его первичной обмотке (рис. 2) [Л. 11]. Магнитопровод выполнен из листовой стали ARMCO M6 с толщиной пластин 0,35 мм. По кривой намагничивания $B_m = B_m(H_m)$ и по удельным активной $P'(B_m)$ и полной $S'(B_m)$ мощностям при синусоидальной магнитной индукции получим:

$$\mu(B_m) = \frac{B_m}{H_m}, \quad \alpha_m(B_m) = \arctg \frac{P'(B_m)}{S'(B_m)}.$$

Напряжение на зажимах первичной обмотки $U_1 = 220$ в при частоте $f = 50$ гц.

Для этого примера структурные матрицы в (5) и (9) примут вид:

$$[C']_{k \times r} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad [w]_{r \times m_\mu} = \begin{bmatrix} w_1 & 0 & 0 \\ w_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w_{\text{дп}} \\ 0 & 0 & w_3 \end{bmatrix};$$

$$[C'_\mu]_{k_\mu \times r_\mu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad [w_\mu]_{r_\mu \times m} = \begin{bmatrix} w_1 & 0 & 0 \\ w_{\text{дп}} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Разработанный алгоритм реализован на ЦБМ по программе, составленной на языке FORTRAN. Результаты расчета отличаются от экспериментально полученных действующих значений тока в рабочей обмотке не более чем на 1—2%.

Выводы. 1. С помощью введенных структурных матриц можно одновременно и независимо найти распределение магнитных потоков в магнитной цепи и распределение токов в электрической цепи.

2. Предложенный алгоритм позволяет выполнить итерационным методом анализ синусоидального режима в сложной цепи с ферромагнитными индуктивными связями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Реза Ф., Сили С. Современный анализ электрических цепей. М., «Энергия», 1964.
2. Каплянский А. Е. Трансформаторы напряжения и трансформаторы тока — «Электричество», 1956, № 3, с. 49—54.
3. Богатырев О. М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов при электрической связи между вторичными обмотками — «Электричество», 1966, № 11, с. 86—88.
4. Фархи С. Л., Хилова Ир. Г. Эквивалентная схема и частотная характеристика на триамоточен трансформатор при отчитане на несимметрию. Изв. на ВМЕИ «Ленин», 1969, т. XXIV, кн. 2.
5. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. М., Госэнергоиздат, 1955.
6. Атабеков Г. И. Основы теории цепей. М., «Энергия», 1969.
7. Лисицкая И. Н., Синицкий Л. А., Шумков Ю. М. Анализ электрических цепей с магнитными и полупроводниковыми элементами. Киев, «Наукова думка», 1969.
8. Willson A. N. On the Solutions of Equations for Nonlinear Resistive Networks. The Bell System Technical Journal, 1968, № 8, 1755—1773.
9. Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики, «Наука», 1970.
10. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники, т. II. М., «Энергия», 1966.
11. Трифонов Н. Върху теорията и проектирането на трансформатори за ръчно електродъгово заваряване. Кандидатска диссертация, София, 1967.

[12.4.1972]



Да здравствуеат Союз Советских Социалистических Республик — великое социалистическое Отечество, нерушимое многонациональное содружество братских народов, живое воплощение пролетарского интернационализма!

(Из Призывов ЦК КПСС к 55-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Структурное представление и анализ устойчивости тиристорных стабилизированных выпрямителей

М. С. ВОЙТИК

Новосибирск

Тиристорные стабилизированные выпрямители находят широкое применение в электроаппаратуре благодаря своим хорошим габаритным и весовым характеристикам при высоком к.п.д.

В литературе известно большое количество различных схем и описаний тиристорных стабилизаторов (например [Л. 1]). Однако в большинстве работ управляемые выпрямители рассматриваются только с энергетической стороны. Производится анализ статических режимов преобразователей и не рассматриваются их динамические характеристики.

Где бы не включался регулятор — на первичной или на вторичной стороне силового трансформатора — функциональная схема стабилизированного выпрямителя может быть приведена к виду, показанному на рис. 1. Здесь $D_1—D_m$ — управляемые вентили; $u_1—u_m$ — фазные напряжения силового трансформатора Tr ; 2 — нагрузка выпрямителя вместе с фильтром для сглаживания пульсаций; 3 — измерительное устройство; 4 — устройство задания уставки (во многих случаях — источник эталонного напряжения); 1 — усилитель сигнала рассогласования.

Естественно, что анализ работы стабилизированного выпрямителя как замкнутой системы автоматического регулирования, невозможен без правильного представления вентильного преобразователя как элемента САР.

А. А. Булгаковым введено понятие полезной составляющей выпрямленного напряжения [Л. 2]. В рассматриваемом стабилизированном выпрямителе полезной составляющей является среднее значение напряжения после вентильного преобразователя u_α , ибо оно определяет величину стабилизируемого напряжения на нагрузке. Исходя из этого положения, работа стабилизированного выпрямителя может рассматриваться на основе его статической регулировочной характеристики (рис. 2).

Специфика работы вентильного преобразователя заключается в том, что он управляется не

непрерывно, а дискретно через устройство импульсно-фазового управления, обеспечивающее подачу на управляющие электроды тиристоров последовательности симметричных импульсов, синхронизированных с анодными напряжениями. Интервал T_u между управляющими импульсами определяется числом фаз выпрямителя m и частотой питающей сети f :

$$T_u = \frac{1}{mf} \quad (1)$$

Значение угла управления α , отсчитываемого от моментов появления положительного напряжения на анодах тиристоров, определяется величиной управляющего напряжения u_y , подаваемого на вход устройства импульсно-фазового управления. В стабилизированных выпрямителях входной величиной u_y является, как правило, непрерывное напряжение постоянного тока, так как получение и усиление сигнала обратной связи строится на основе техники постоянных уровней.

Поскольку вентильный преобразователь реагирует на входной сигнал α только в равноотстоящие друг от друга дискретные моменты времени, непрерывный сигнал α может быть заменен решетчатой функцией, образованной последовательностью модулированных импульсов α^* .

Пусть первоначальная величина напряжения u_y была неизменной, что соответствовало значению угла управления α_0 . При изменении управляющего напряжения u_y начнет изменяться и угол α (на рис. 2 в качестве примера показано его уменьшение от α_0 до α_1 по экспоненциальному закону).

Средние значения выходного напряжения u_α будут определяться только в равноотстоящие друг от друга моменты времени $T_u, 2T_u, 3T_u$ и т. д. Если в течение интервала T_u между управляющими импульсами статическая регулировочная характеристика будет оставаться неизменной, то неизменным в течение этого времени будет и значение u_α . Очевидно, что регулировочная характери-

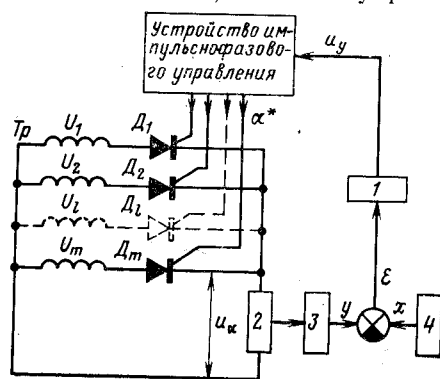


Рис. 1.

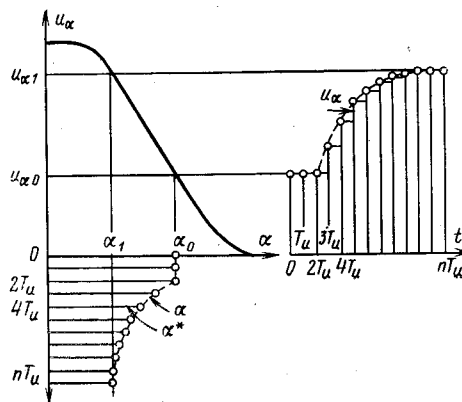


Рис. 2.

стика преобразователя будет оставаться таковой, если не будут изменяться напряжения сети, питающей выпрямитель, характер нагрузки 2, параметры трансформатора T_p и вентилей $D_1—D_m$.

Таким образом, можно считать, что устройство импульсно-фазового управления преобразует непрерывное входное напряжение u_y в угол управления α и дискретизирует его, вентильный преобразователь преобразует дискретный угол управления α^* в среднее значение напряжения u_α и фиксирует его в интервалы времени T_n , а всякий фактор, изменяющий статическую регулировочную характеристику, есть сигнал помехи, воздействующий на стабилизированный выпрямитель.

На основании выше изложенного структурная схема стабилизированного выпрямителя без учета воздействия помех будет иметь вид, изображенный на рис. 3,а, где $W_1(p)$ — передаточная функция усилителя сигнала рассогласования; $W_{y,y}(p)$ — передаточная функция непрерывной части устройства импульсно-фазового управления; $ПРИЭ$ — простейший импульсный элемент; $W_{в.п}(p)$ — передаточная функция вентильного преобразователя, представляющая собой изображение по Лапласу прямоугольных импульсов на его выходе

$$W_{в.п}(p) = k \frac{1 - e^{-pT_n}}{p}; \quad (2)$$

$$k = \frac{du_\alpha}{d\alpha}; \quad (3)$$

$W_2(p)$ — передаточная функция нагрузки вместе с фильтром; $W_3(p)$ — передаточная функция устройства сравнения.

В импульсных системах отсутствует пропорциональная связь между спектрами и изображениями непрерывных сигналов, в то же время такая связь существует для дискретных сигналов. Поэтому с помощью эквивалентных преобразований структурную схему рис. 3,а приведем к виду рис. 3,б. Заметим, что при этом учтена важная особенность импульсных систем — недопустимость перемещения импульсного звена через непрерывное [Л. 3].

Изображение выходной величины может быть получено на основании выражений:

$$\left. \begin{aligned} Y^*(p) &= \frac{W_{p1}^*(p)}{1 + W_p^*(p)} X_1^*(p); \\ X_1(p) &= W_{н1}(p) X(p); \\ W_{н1}(p) &= W_1(p) W_{y,y}(p). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $W_p^*(p)$ — передаточная функция разомкнутой импульсной системы.

Из (4) следует, что об устойчивости тиристорного стабилизированного выпрямителя можно

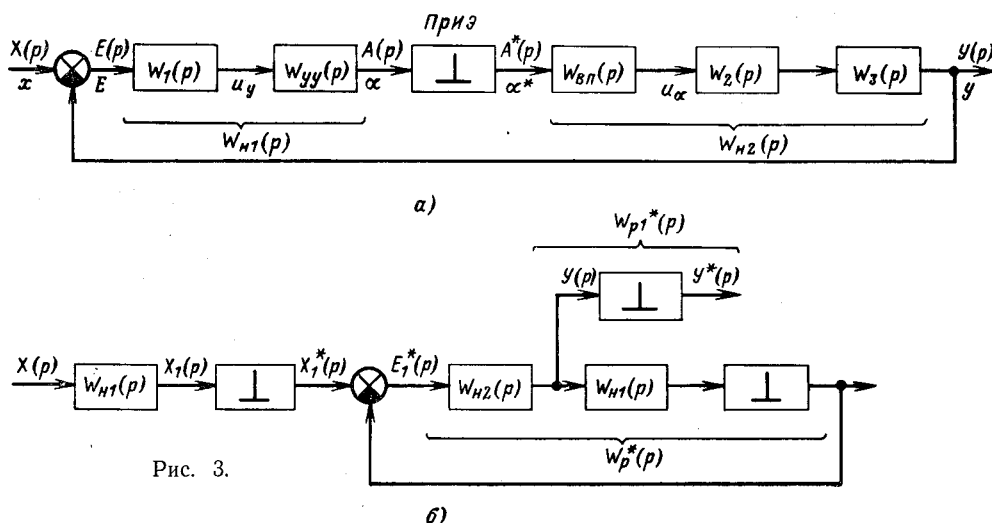


Рис. 3.

судить, анализируя характеристическое уравнение $1 + W_p^*(p) = 0$. (5)

Для проверки правильности предыдущих рассуждений было проведено исследование устойчивости простейшего двухполупериодного стабилизированного выпрямителя, схема которого приведена на рис. 4. Все непрерывные звенья выпрямителя можно считать безынерционными за исключением нагрузки R_n совместно с фильтром L . Передаточная функция этого звена

$$W_2(p) = \frac{1}{1 + pT}, \quad (6)$$

где

$$T = \frac{L}{R_n}. \quad (7)$$

При представлении вентильного преобразователя звеном с амплитудно-импульсной модуляцией 1-го рода (как это сделано в настоящей статье) критический коэффициент усиления $k_{кр}$ стабилизатора рис. 4 в разомкнутом состоянии равен [Л. 3]:

$$k_{кр} = \frac{1 + e^{-\frac{T_n}{T}}}{1 - e^{-\frac{T_n}{T}}}. \quad (8)$$

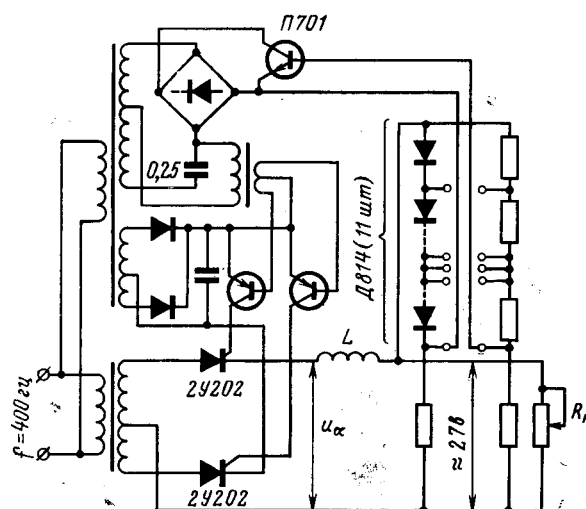


Рис. 4.

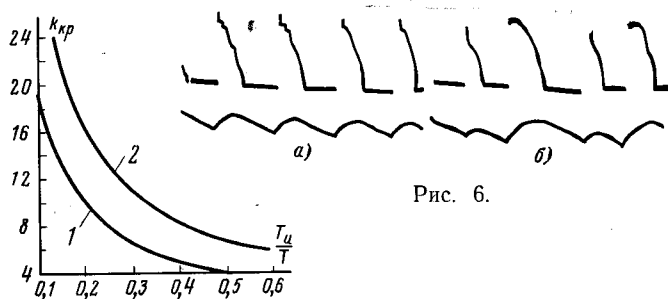


Рис. 5.

Если представить вентильный преобразователь безынерционным элементом или звеном чистого запаздывания с постоянной, равной половине периода квантования¹, стабилизированный выпрямитель, как непрерывная система 1-го порядка, должен соответственно либо быть абсолютно устойчивым при любом коэффициенте усиления разомкнутой системы, либо иметь критический коэффициент усиления [Л. 3]:

$$\frac{T_n}{T} = 2 \frac{\pi - \arctg \sqrt{k_{кр}^2 - 1}}{\sqrt{k_{кр}^2 - 1}}. \quad (9)$$

Результаты расчета критического коэффициента усиления по формулам (8) и (9) иллюстрируются соответственно кривыми 1 и 2 на рис. 5.

Экспериментально критический коэффициент усиления определялся в момент возникновения автоколебаний. На рис. 6,а показаны осциллограммы напряжений на выходе регулятора u_a и на нагрузке R_n при устойчивой работе стабилизи-

рованного выпрямителя, а на рис. 6,б — при возникновении автоколебаний. Ниже приводятся результаты экспериментов.

Индуктивность фильтрового дросселя L , гн	0,08	0,16	0,24	0,32
Сопротивление нагрузки R_n , ом	25	25	27	27
Критический коэффициент усиления разомкнутой системы $k_{кр}$	4	10	14	18

Можно констатировать хорошее совпадение опытных данных с расчетными, полученными по формуле (8). Если представлять вентильный преобразователь звеном чистого запаздывания, значения критического коэффициента усиления оказываются завышенными.

Как отмечалось выше, всякий фактор, изменяющий статическую регулировочную характеристику, есть сигнал помехи. Например, изменение напряжения питающей сети можно рассматривать как сигнал помехи f_c , действующий на входе звена 2 (рис. 7,а). Структурную схему стабилизированного выпрямителя рис. 7,а удобно привести к виду, изображенному на рис. 7,б. В этом случае изображение выходной величины получается из выражений:

$$\left. \begin{aligned} Y^*(p) &= Y_1^*(p) + F_c'^*(p); \\ Y_1^*(p) &= \frac{W_{p1}^*(p)}{1 + W_p^*(p)} X_2^*(p); \\ X_2(p) &= W_1(p) W_{y,y}(p) X_1(p); \\ X_1(p) &= X(p) - F_c'(p); \\ F_c'(p) &= W_2(p) W_3(p) F_c(p). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Для определения выходной величины в промежутках между моментами съема в эквивалентную схему импульсной системы необходимо ввести фиктивное запаздывающее звено с постоянной времени τ , которую можно менять в пределах от 0 до T_n [Л. 3].

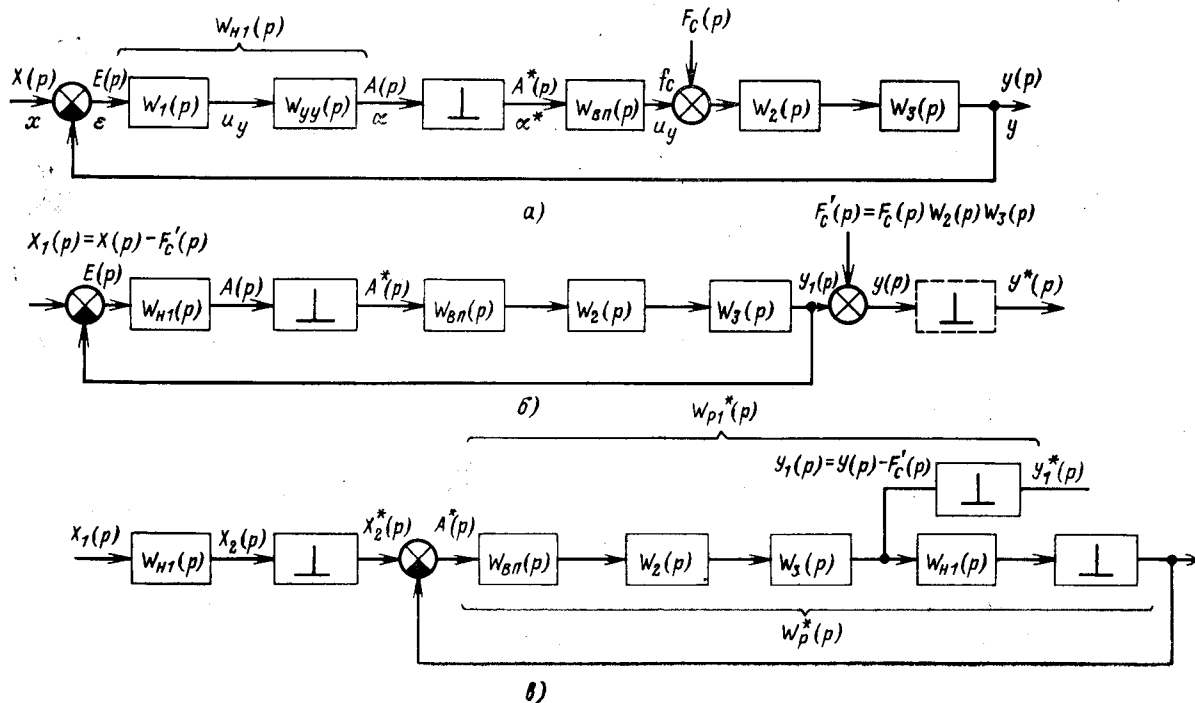


Рис. 7.

¹ Список работ с такими трактовками вентильного преобразователя дается, например, в [Л. 4].

Установившееся значение рассогласования выходной величины при действии на входе импульсной системы сигнала в виде единичного скачка эквивалентно тому же значению при действии сигнала на входе непрерывной системы [Л. 5]. Это положение можно распространить также на случаи, когда сигнал помехи в виде ступенчатой функции действует на импульсную систему в любом месте.

Так как нестабильность выходного напряжения выпрямителя определяется после затухания переходного процесса, то выбор масштаба времени неограничен и в длительном интервале времени сигналы помехи (изменение сетевого напряжения, изменение сопротивления нагрузки и т. д.) могут рассматриваться как ступенчатые функции, а величина отклонения выходного напряжения тиристорного стабилизированного выпрямителя при воздействии помехи может определяться как для непрерывной системы.

Выводы. 1. С помощью регулировочных характеристик тиристорный преобразователь совместно с устройством управления может быть представлен

импульсным элементом с амплитудно-импульсной модуляцией 1-го рода.

2. Анализ устойчивости и переходных процессов тиристорных стабилизированных выпрямителей правомерно производить с помощью дискретного преобразования Лапласа.

3. Определение нестабильности выходного напряжения тиристорного стабилизатора при воздействии различных дестабилизирующих факторов можно производить как для непрерывной САР.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грейвер Е. С. Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока. М., «Связь», 1970.
2. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М., «Наука», 1970.
3. Теория автоматического управления. Под ред. Нетушила А. В., ч. I. М., «Высшая школа», 1968.
4. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969.
5. Горюхи А. М. Синтез систем с обратной связью. М., «Советское радио», 1970.

[25.11.1971]



УДК 621.3.064.2:621.3.014

Сочетание однооперационных тиристоров с двухоперационными в узлах коммутации тока

И. Л. КАГАНОВ и О. Г. БУЛАТОВ

Московский энергетический институт

Использование двухоперационных тиристоров (тиристоров, запираемых током управления [Л. 1] в узлах преобразовательных систем, а также в бесконтактных коммутирующих устройствах дает столь значительные преимущества, что еще до освоения в серийном производстве двухоперационных тиристоров на средние и большие токи целесообразно воспользоваться сочетанием одно- и двухоперационных тиристоров для повышения уровня включаемых и отключаемых постоянных токов.

Один из вариантов возможного построения коммутационного узла, в котором сочетаются мощный однооперационный тиристор с двумя маломощными двухоперационными тиристорами, позволяющего отключать токи до 30 а при чисто активной нагрузке, представлен на рис. 1, а.

Включение нагрузки производится отпиранием однооперационного тиристора $T1$. Выключение нагрузки осуществляется в 2 этапа. Вначале отпираются двухоперационные тиристоры $T2$ и $T3$, в результате чего тиристор $T1$ выключается по анодной цепи встречным импульсом тока. Ток нагрузки при этом протекает через тиристор $T2$ и обусловлен суммой напряжений $E1$ и $E2$ ω_2/ω_1 ($\omega_2/\omega_1 = k_{тр}$ коэффициент трансформации трансформатора Tr), которая незначительно превышает напряжения источника питания $E1$.

Импульсы тока, проходящие через двухоперационные тиристоры $T2$ и $T3$, весьма кратковремен-

ны, так как токи управления I_{y-} , выключающие их, вводятся вскоре после восстановления тиристором $T1$ запирающих свойств. Таким образом, на следующем этапе происходит запираение тиристора $T2$. Коэффициент трансформации трансформатора Tr и сопротивление в его первичной цепи $R_{отр}$ выбраны такими, чтобы коммутируемая мощность делилась поровну между тиристорами $T2$ и $T3$. Это позволяет облегчить режим их выключения. Токи, протекающие через тиристоры $T1$ и $T2$ в предкоммутационный и коммутационный этапы, иллюстрирует осциллограмма рис. 1, б.

Высокая кратность отношения выключаемого тока I_n к току управления тиристора I_{y-} , опреде-

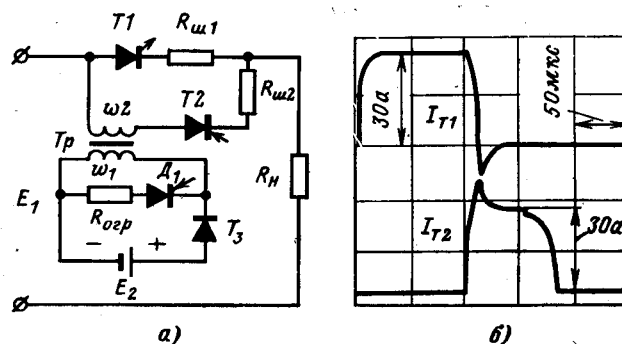


Рис. 1. Узел коммутации постоянного тока на базе одно- и двухоперационных тиристоров (а) и осциллограммы тока тиристоров $T1$ и $T2$ (б).

ляемая коэффициентом выключения $k_v = I_n/I_{y-}$, достигается в рассматриваемой схеме не столько тем, что выключаемый нагрузочный ток I_n распределяется по двум связанным взаимноиндуктивностью каналам, сколько тем, что двухоперационные тиристоры нагружаются только кратковременно импульсным током и в их толстых базах не успевает установиться режим насыщения.

Таблица 1

Номер прибора	$I_{a.пр.}$	k_v	$I_{a.н.}$	k_v	Номер прибора	$I_{a.пр.}$	k_v	$I_{a.н.}$	k_v
1	1	15	24	51	5	1	17	16	42
2	1	13	12	24	6	1	12	16	18
3	1	14	20	29	7	1	12	24	41
4	1	13	20	23	8	1	12	30	43

В табл. 1 показано возрастание коэффициента выключения k_v , а также дан абсолютный уровень выключаемого тока при переходе от продолжительной нагрузки постоянным током к импульсной для одних и тех же образцов маломощных двухоперационных серийно выпускаемых тиристоров типа КУ-204 [Л. 2]. Вторая и третья графы в этой таблице относятся к продолжительно протекающему току

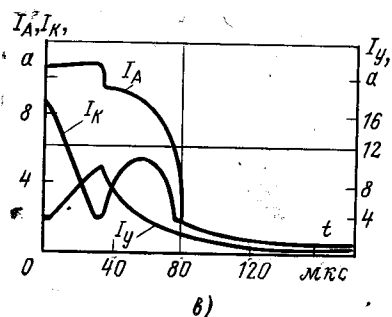
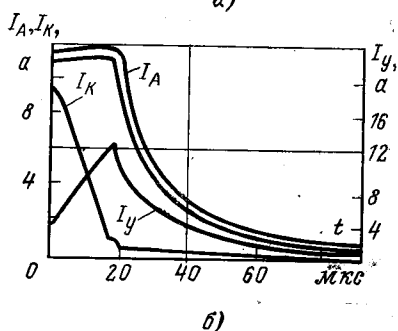
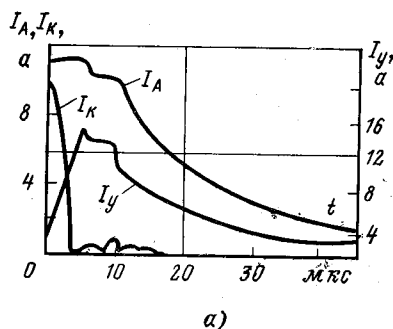


Рис. 2. Осциллограммы токов анодного (а), катодного (б) и управляющего (в).

через тиристоры $I_{a.пр.}$ равному 1 а. Четвертая и пятая графы таблицы содержат данные, относящиеся к импульсным режимам. Амплитуды тока при импульсной нагрузке длительностью 140 мксек возрастают в 10 и более раз. Частота следования импульсов при этом составляет 50 гц, следовательно, среднее значение тока невелико.

Длительность режима выключения, непосредственно влияющая на электрическую мощность, теряемую в тиристоре в режиме выключения, сильно зависит от скорости нарастания тока управления при импульсном режиме, а также от амплитуды импульса выключающего тока I_{y-} , отнесенного к значению выключаемого анодного тока I_a .

Регулирование скорости нарастания тока I_{y-} удобно производить включением в цепь управления разной величины индуктивности L [Л. 3]. Минимальное время выключения, обуславливающее минимальные потери мощности в двухоперационном тиристоре, достигается тогда, когда скорость нарастания тока управления I_{y-} достаточно велика, и амплитуда его, как это видно из осциллограммы рис. 2, а, несколько превышает значение I_a . В этом режиме время выключения минимально, в рассматриваемой схеме с ее конкретными параметрами оно не превышает 5 мксек.

При таком режиме выключения ток в катодном участке цепи I_K непрерывно уменьшается до нуля, после чего анодный ток проходит через цепь управления, минуя тонкую базу и катодный слой.

Длительность выключения анодного тока возрастает до 20 мксек, когда ток управления нарастает медленнее, амплитуда его достигает лишь значения, равного анодному току I_a (осциллограмма рис. 2, б).

Длительность режима выключения возрастает до 80 мксек, когда ток управления нарастает еще медленнее и амплитуда его не превышает 9 а (осциллограмма рис. 2, в). Катодный ток в этом случае уменьшается лишь до некоторого минимума, а затем после промежуточного подъема снижается до нуля.

Наряду с ограничением выключаемого тока предельно допустимой мощностью потерь в тиристоре, переходящей в тепло, значение выключаемого тока двухоперационным тиристором лимитируется также падением напряжения, которое создается током управления, протекающим через тонкую базу в поперечном направлении («поперечный эффект»). Это падение напряжения, делая базу разнопотенциальной, достигает больших значений, поскольку сопротивление базы в поперечном направлении также велико. Поэтому невозможно сохранить эмиттерный pn -переход запертым на всей его протяженности после возрастания тока I_{y-} сверх некоторого значения и воспрепятствовать тем самым притоку новых носителей в тонкую базу из n -эмиттера. Таким образом, тиристор не запирается совсем либо открывается вновь.

Чтобы ослабить поперечный эффект, нужно уменьшить сопротивление тонкой базы току I_{y-} . Это достигается сокращением протяженности пути тока в базе между электродом управления и катодом. Увеличение толщины тонкой базы ограничено ухудшением условий включения тиристора.

Один из вариантов выполнения двухоперационного тиристора с коротким путем прохождения базового тока иллюстрирует схема, приведенная в [Л. 4]. Электрод управления состоит из двух соединенных между собой частей: наружного кольца и центрального диска, концентрически расположенных по отношению к кольцевому катоду. Опытные экземпляры, выполненные по такой структуре, выключают средние значения анодных токов с коэффициентами выключения, значения которых приведены в табл. 2 [Л. 4].

Таблица 2

Номер прибора	I_a, a	k_a	ΔU_a	Номер прибора	I_a, a	k_a	ΔU_a
122-3	15	21	1,7	126-3	15	9,3	3,1
126-1	10	6,8	3	127-1	15	9	3,1
126-2	10	6	3	127-2	11,5	8	3,2

Еще более высокие средние и импульсные значения выключаемых токов достигнуты в многокатодном исполнении двухоперационного тиристора, изготовленного фирмой Вестингауз, структурная схема которого приведена на рис. 3,а [Л. 3]. Структура имеет 16 катодов при общем аноде, функции которого выполняет общий p -слой. Общий центральный кольцевой электрод управления присоединен к каждому катоду в отдельности. С применением современного фотометодического метода нанесения локальных слоев полупроводниковых покрытий серийное изготовление таких структур двухоперационных тиристоров не представляет особых трудностей.

Эквивалентная схема тиристора приведена на рис. 3,б. Достигнутые в таких двухоперационных тиристорах средние значения выключаемых токов, как следует из табл. 3, равны 50 а и более, что соответствует 3—4 а, приходящимся на каждый катод. Импульсные токи достигают 150 а при их длительности до 50 мксек.

Такие тиристоры не только можно широко использовать в сочетании с однооперационными, но и самостоятельно применять в силовых преобразовательных цепях.

Величина допустимого прямого напряжения двухоперационного тиристора зависит от скорости исчезновения неосновных носителей в толстой базе, поскольку к моменту появления полного прямого напряжения на коллекторном переходе избыточная

Таблица 3

Номер прибора	I_a, a	k_a	Время задержки, мксек	Время выключения, мксек
1	50	7,5	2,7	3,6
2	50	13	2,0	3,1
3	50	14	2,4	3,5
4	60	8	4,0	4,0
5	50	19	5,0	3,5
6	50	16	5,0	5,0

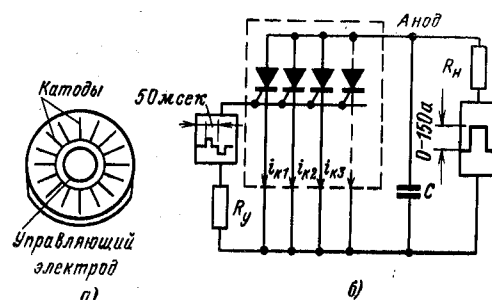


Рис. 3. Структурное изображение многоанодного двухоперационного тиристора (а) и его эквивалентная схема (б).

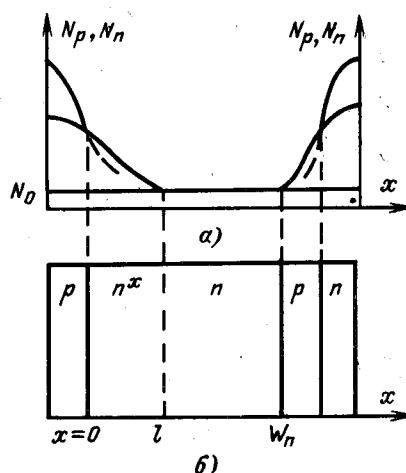


Рис. 4. Распределение концентрации носителей по структуре тиристора (а) и структура тиристора (б).

концентрация неосновных носителей в этой базе должна быть близка к нулю.

Увеличение скорости исчезновения неосновных носителей может быть достигнуто преимущественно за счет ускорения рекомбинации их с основными носителями. С этой целью в варианте [Л. 4] слой n -базы, близкой к p -эмиттеру, дополнительно обогащается основными носителями, как это схематически показано на рис. 4. При превышении концентрации основных носителей рекомбинация неосновных носителей усиливается, поэтому прямое напряжение удается довести до нескольких сотен вольт.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каганов И. Л., Малахов Э. С. Типовые элементы релейного и коммутационного действия с двухоперационными тиристорами — «Электричество», 1966, № 1, с. 28—33.
2. О предельных параметрах запираемых тиристоров в импульсном режиме — «Радиотехника и электроника», 1970, № 8, т. XV. Авт.: Блюмин А. В., Гаршин А. В., Горюхов В. А. и др.
3. T. C. New, Wolf D. Frobenius, T. J. Desmond and D. R. Hamilton. «High power gate — controlled switch», IEEE Transaction on Electron Devices, vol. ED — 17, № 9, September, 1970.
4. Голованова О. В., Куракина Д. И., Линийчук И. А. Тиристоры, выключаемые по базе — «Силовая полупроводниковая техника», М., Информэлектрон, 1969.

[31.1.1971]



Условия однозначности выходных параметров трехфазных статических преобразователей

Доктор техн. наук В. Г. КОНСТАНТИНОВ и инж. Л. А. ПРОНЬКО

Москва

Объектом исследования является преобразователь постоянного тока в трехфазный переменный ток, выполненный по шестикаскадной кольцевой схеме на ключевых автогенераторах (рис. 1). На рис. 1 не показаны элементы схемы, применяемые для исключения насыщения магнитопроводов силовых трансформаторов (базовые трансформаторы или коммутирующие дроссели). В каждой фазе преобразователя вторичные обмотки трансформаторов автогенераторов соединены в зигзаг (по три обмотки в фазе) таким образом, что в линейных напряжениях отсутствуют, кроме третьей и кратных ей, пятая и седьмая гармоники (расчетный коэффициент искажения синусоидальности равен примерно 16%). Работа такого преобразователя в стационарном режиме описана в ряде работ [Л. 1—4].

Известно, что исследуемая схема может иметь на холостом ходу, кроме рабочего, неправильный устойчивый режим, характеризующийся одновременным переключением трех автогенераторов с тройной частотой. Неправильный режим может быть исключен с помощью дополнительных связей между каскадами [Л. 2—4].

Практика разработки и эксплуатации статических преобразователей показывает, что, несмотря на наличие дополнительных связей, при работе под нагрузкой преобразователи рассматриваемого типа могут иметь неправильные устойчивые режимы, отличающиеся от указанного выше режима тройной частоты. Выходные параметры преобразователя при этом, естественно, существенно отличаются от заданных. Поэтому целесообразность исследования влияния нагрузки на работу преобразователя с точки зрения обеспечения заданной очередности переключения автогенераторов очевидна.

Аналитическое решение поставленной задачи в общем виде требует совместного решения системы

логических и дифференциальных уравнений со многими переменными. В статье рассматривается главным образом физическая сторона явления при работе преобразователя на симметричную активно-индуктивную нагрузку и даются рекомендации по обеспечению однозначности выходных параметров преобразователя (по обеспечению заданной очередности переключения автогенераторов), т. е. определяются условия, позволяющие исключить возможность возникновения устойчивых неправильных режимов, при которых переключение всех автогенераторов происходит под воздействием синхронизирующего импульса задающего генератора. В преобразователе также возможны неправильные режимы работы, характеризующиеся переключением автогенераторов из-за насыщения магнитопровода. Эти режимы исключаются параметрическими методами и здесь не рассматриваются.

При определении необходимого количества дополнительных связей для ненагруженного преобразователя установлено, что уже одна дополнительная связь (по обоим плечам автогенератора) обеспечивает правильную последовательность переключения автогенераторов. Выбор места включения дополнительных связей (для ненагруженного преобразователя) производится следующим образом.

Пусть после подачи напряжения постоянного тока на преобразователь автогенераторы установились в состояние 1-1-0-0-1-1 (обозначение «1» соответствует автогенератору с открытым транзистором в левом плече, обозначение «0» — в правом). Это состояние соответствует режиму тройной частоты, который необходимо исключить. При работе в этом режиме под воздействием синхронизирующих импульсов преобразователь из указанного состояния перейдет в состояние 0-1-1-0-0-1, затем в состояние 0-0-1-1-0-0, в состояние 1-0-0-1-1-0 и снова в состояние 1-1-0-0-1-1. Далее цикл повторяется. Отсюда

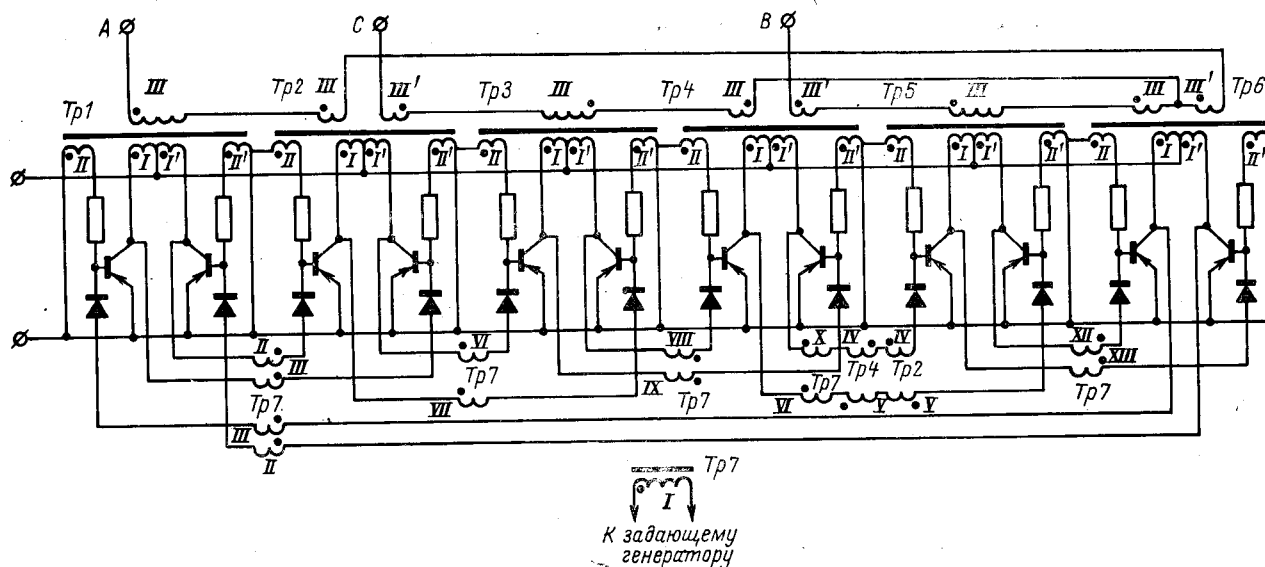


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя.

видно, что с каждым импульсом синхронизации переключаются три каскада (либо четные, либо нечетные). Если ввести в цепь синхронизации, например, V автогенератора звено (блокировку), не допускающее его переключения до тех пор, пока II автогенератор находится в одинаковом с ним состоянии, то с приходом синхронизирующего импульса преобразователь перейдет не в состояние 0-1-1-0-0-1, как было указано выше, а в состояние 0-1-1-0-1-1 (переключаются только I и III автогенераторы). С приходом следующего синхроимпульса преобразователь перейдет в состояние 0-0-1-1-1-1 (переключаются II и IV автогенераторы), после чего преобразователь выходит на правильный режим.

При включении нагруженного преобразователя могут иметь место случаи, когда при состоянии 0-1-1-0-1-1 с приходом синхроимпульса переключается только II автогенератор, а IV не может переключиться, так как коллекторный ток его открытого транзистора (это будет показано ниже) имеет инверсный характер. Преобразователь при этом переходит в состояние 0-0-1-0-1-1. Если бы под действием следующего синхроимпульса переключились III и V автогенераторы (или даже только III), то преобразователь вышел бы на правильный режим. Однако вследствие протекания инверсного тока в коллекторной цепи открытого транзистора III автогенератора переключение произойдет только в V автогенераторе, после чего преобразователь переходит в состояние 0-0-1-0-0-1 и далее — в состояние 0-0-1-1-0-0. В дальнейшем очередность переключения автогенераторов повторяется. Для наглядности работа преобразователя в описанном режиме представлена в табл. 1.

Период работы преобразователя в этом режиме равен четырем периодам частоты задающего генератора, т. е. частота переменного тока преобразователя в полтора раза выше, чем при работе его в нормальном режиме. При рассмотрении указан-

Таблица 1

Состояние	Автогенераторы						Переключившиеся а/г	Примечание
	I	II	III	IV	V	VI		
Исходное	1	1	0	0	1	1		V а/г блокирован со II
После 1-го синхроимпульса	0	1	1	0	1	1	I, III	В IV а/г течет инверсный ток
После 2-го синхроимпульса	0	0	1	0	1	1	II	В III а/г течет инверсный ток
После 3-го синхроимпульса	0	0	1	0	0	1	V	
После 4-го синхроимпульса	0	0	1	1	0	0	IV, VI	V а/г блокирован со II
После 5-го синхроимпульса	1	0	0	1	0	0	I, III	В IV а/г течет инверсный ток
После 6-го синхроимпульса	1	1	0	1	0	0	II	В III а/г течет инверсный ток
После 7-го синхроимпульса	1	1	0	1	1	0	V	
После 8-го синхроимпульса и т. д.	1	1	0	0	1	1	IV, VI	V а/г блокирован со II

ного режима выше предполагалось, что в определенные моменты времени коллекторные токи открытых транзисторов III и IV автогенераторов имеют инверсный характер. В подтверждение сделанных предположений, а также с целью определения условий, при которых указанный режим не будет иметь места, ниже приводится расчет коллекторных токов транзисторов III и IV автогенераторов и исследуется зависимость их от величины и характера нагрузки.

Из схемы рис. 4 следует:

$$\left. \begin{aligned} U_{AB} &= U_I + U_{II} - U_{IV} - U_V - 2U_{VI}; \\ U_{BC} &= U_{II} + U_{III} + 2U_{IV} + U_V + U_{VI}; \\ U_{CA} &= -U_I - 2U_{II} - U_{III} - U_{IV} + U_{VI}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} — линейные напряжения преобразователя; $U_I - U_{VI}$ — напряжения на вторичных обмотках трансформаторов автогенераторов.

При параллельном соединении активного и индуктивного сопротивлений нагрузки фазные токи преобразователя определяются из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} i_{Aa} &= \frac{U_I + 3U_{II} + 3U_{IV} - U_V}{R}; \\ i_{Ba} &= \frac{-2U_I + 2U_V}{R}; \\ i_{Ca} &= \frac{U_I - 3U_{II} - 3U_{IV} - U_V}{R}; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{Ai} &= \frac{1}{L} \int_0^t (U_I + 3U_{II} + 3U_{IV} - U_V) dt - \\ &\quad - \frac{1}{2L} \int_0^{T/2} (U_I + 3U_{II} + 3U_{IV} - U_V) dt; \\ i_{Bi} &= \frac{1}{L} \int_0^t (-2U_I + 2U_V) dt - \\ &\quad - \frac{1}{2L} \int_0^{T/2} (-2U_I + 2U_V) dt; \\ i_{Ci} &= \frac{1}{L} \int_0^t (U_I - 3U_{II} - 3U_{IV} - U_V) dt - \\ &\quad - \frac{1}{2L} \int_0^{T/2} (U_I - 3U_{II} - 3U_{IV} - U_V) dt, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где i_a , i_i — соответственно активные и индуктивные составляющие фазных токов преобразователя; R , L — соответственно активное сопротивление и индуктивность одной ветви нагрузки при соединении ее в треугольник; T — период переключения автогенераторов при работе в неправильном режиме.

Если пренебречь током холостого хода, то половина тока нагрузки, приведенного к первичной обмотке силового трансформатора и соответствующая половине периода переключения автогенератора, представляет собой коллекторный ток транзистора.

Активные и реактивные составляющие приведенных токов III и IV автогенераторов (коллекторных токов транзисторов) определяются из выражений:

$$i_{IIIa} = \frac{3k^2 U_0}{R} (-a_I + 1,73a_{II} + 1,73a_{IV} + a_V); \quad (4)$$

$$i_{IVa} = \frac{3k^2 U_0}{R} (-1,73a_I + a_{II} + a_{IV} + 1,73a_V); \quad (5)$$

$$i_{IIIi} = \frac{3k^2 U_0}{L} \int_0^t (-a_I + 1,73a_{II} + 1,73a_{IV} + a_V) dt - \\ - \frac{3k^2 U_0}{2L} \int_0^{T/2} (-a_I + 1,73a_{II} + 1,73a_{IV} + a_V) dt; \quad (6)$$

$$i_{IVi} = \frac{3k^2 U_0}{L} \int_0^t (-1,73a_I + a_{II} + a_{IV} + 1,73a_V) dt - \\ - \frac{3k^2 U_0}{2L} \int_0^{T/2} (-1,73a_I + a_{II} + a_{IV} + 1,73a_V) dt; \quad (7)$$

Рассчитанные по формулам (4)–(7) значения активных и индуктивных составляющих коллекторных токов транзисторов III и IV автогенераторов приведены в табл. 2.

Временные диаграммы приведенных токов (активных и реактивных составляющих) всех автогенераторов, напряжений выходных обмоток силовых трансформаторов автогенераторов и задающего генератора, а также линейных напряжений преобразователя приведены на рис. 2.

Данные табл. 2 и рис. 2 показывают, что сделанные в табл. 1 предположения о наличии инверсных токов в III и IV автогенераторах справедливы

Таблица 2

Составляющие коллекторного тока	Время	Автогенераторы	
		III	IV
Активная	$0 < t < T/8$	$\frac{6k^2 U_0}{R}$	0
	$T/8 < t < T/4$	$-\frac{4,4k^2 U_0}{R}$	$-\frac{10,4k^2 U_0}{R}$
	$T/4 < t < 3T/8$	$-\frac{10,4k^2 U_0}{R}$	$-\frac{4,4k^2 U_0}{R}$
	$3T/8 < t < T/2$	0	$\frac{6k^2 U_0}{R}$
Реактивная	$t = 0$	$\frac{0,55k^2 U_0 T}{L}$	$\frac{0,55k^2 U_0 T}{L}$
	$t = T/8$	$\frac{1,3k^2 U_0 T}{L}$	$\frac{0,55k^2 U_0 T}{L}$
	$t = T/4$	$\frac{0,75k^2 U_0 T}{L}$	$-\frac{0,75k^2 U_0 T}{L}$
	$t = 3T/8$	$-\frac{0,55k^2 U_0 T}{L}$	$-\frac{1,3k^2 U_0 T}{L}$
	$t = T/2$	$-\frac{0,55k^2 U_0 T}{L}$	$-\frac{0,55k^2 U_0 T}{L}$

лишь для активных составляющих. Для индуктивных составляющих принятые предположения несправедливы, т. е. при индуктивной нагрузке указанный режим не может существовать. При смешанной (параллельной) нагрузке инверсная составляющая коллекторного тока может компенсироваться прямой составляющей, а также током холостого хода. При этом возможно такое сочетание активной и индуктивной составляющих приведенного тока нагрузки, а также тока холостого хода генератора, что рассматриваемый неправильный режим будет возможен. Считая, что переключение автогенератора происходит в случае, когда к моменту прихода синхронизирующего импульса коллектор-

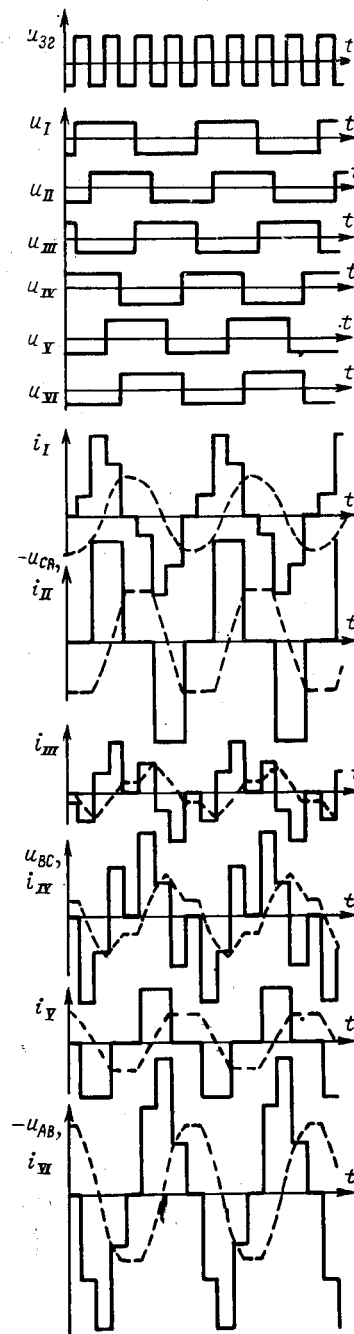


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и токов при работе в неправильном режиме с полуторной частотой переключения (сплошная линия — активная нагрузка, пунктирная — индуктивная)

ный ток транзистора имеет прямой характер (положителен в табл. 2), можно определить предельные параметры нагрузки, обеспечивающие выход преобразователя с принятой схемой дополнительных межкаскадных связей на правильный режим работы.

Из совместного рассмотрения табл. 1 и 2 видно, что возможность существования указанного неправильного режима определяется соотношением прямой и инверсной составляющих коллекторного тока в следующих случаях: в середине полупериода переключения III автогенератора; в конце полупериода переключения III автогенератора (прямая составляющая — ток холостого хода); в конце полупериода переключения IV автогенератора. Условие отсутствия неправильного режима для середины полупериода переключения III генератора:

$$I_{IIIa} + I_{IIIи} > 0, \\ t=T/4 \quad t=T/4$$

Ток холостого хода в этом случае можно не принимать во внимание, так как намагничивающий ток в этот момент равен нулю, а составляющая, соответствующая потерям мощности в магнитопроводе, токам управления и т. д., достаточно мала.

Подставив в это неравенство значения токов из табл. 2, найдем постоянную времени нагрузки, обеспечивающую выход преобразователей на нормальный режим работы. После вычислений получим:

$$L/R < 0,171 T \quad (8)$$

или, поскольку $T=1/1,5f$ (где f — частота переключения автогенераторов в нормальном режиме работы),

$$L/R < 0,114/f. \quad (9)$$

В конце полупериода переключения III автогенератора активная составляющая приведенного тока нагрузки равна нулю, поэтому необходимо учитывать величину тока холостого хода. Для этого случая условие невозможности существования рассматриваемого режима имеет вид:

$$I_{x.xmax} + I_{IIIи=t=T/2} < 0,$$

откуда находим индуктивность нагрузки:

$$L < \frac{0,37}{f} \frac{k^2 U_0}{I_{x.xmax}}. \quad (10)$$

Для конца полупериода переключения IV автогенератора искомое условие имеет вид:

$$I_{IVa=t=T/2} + I_{x.xmax} + I_{IVи=t=T/2} < 0,$$

откуда можно найти:

$$\frac{L}{R} < \frac{0,061}{f} \frac{1}{1 + \frac{I_{x.xmax} R}{6k^2 U_0}}. \quad (11)$$

Если пренебречь током холостого хода, то выражение (11) примет вид:

$$\frac{L}{R} < \frac{0,061}{f}. \quad (12)$$

Очевидно, достаточно выполнить хотя бы одно из найденных условий, чтобы рассматриваемый неправильный режим работы преобразователя был невозможен.

При работе преобразователя на нагрузку, состоящую из последовательно соединенных активных и индуктивных сопротивлений, временные диаграммы коллекторных токов транзисторов отличаются от приведенных на рис. 2. Условия отсутствия рассмотренного неправильного режима (с полупериодом частотой переключения автогенераторов), очевидно, также отличаются от условий (9) — (12). Исследования показывают, что возможность возникновения рассмотренного неправильного режима в этом случае также определяется III и IV автогенераторами. Приведенные к первичным обмоткам трансформаторов этих автогенераторов токи нагрузки определяются из следующих выражений:

$$i_{III} R_n + L_n \frac{di_{III}}{dt} = 3k^2 U_0 (-a_I + 1,73a_{II} + 1,73a_{IV} + a_V); \quad (13)$$

$$i_{IV} R_n + L_n \frac{di_{IV}}{dt} = 3k^2 U_0 (-1,73a_I + a_{II} + a_{IV} + 1,73a_V), \quad (14)$$

где R_n , L_n — соответственно активное сопротивление и индуктивность каждой ветви нагрузки, соединенной в треугольник.

Как и для параллельной нагрузки возможность существования неправильного режима определяется характером коллекторного тока в те же моменты времени, т. е. в середине и в конце полупериода переключения III автогенератора и в конце полупериода переключения IV автогенератора.

Ток III автогенератора в середине полупериода рассчитывается по формуле:

$$I_{III t=T/4} = \frac{6k^2 U_0}{R_n} \frac{1,73e^{-\frac{T}{2\tau_n}} + 1,73e^{-\frac{3T}{8\tau_n}} - e^{-\frac{T}{4\tau_n}} + \dots}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_n}}} \rightarrow + 1,73e^{-\frac{T}{8\tau_n}} - 0,73, \quad (15)$$

где $\tau_n = \frac{L_n}{R_n}$ — постоянная времени последовательной нагрузки.

Условием отсутствия неправильного режима является прямой характер коллекторного тока. Следовательно, должно выполняться неравенство:

$$1,73e^{-\frac{T}{2\tau_n}} - 1,73e^{-\frac{3T}{8\tau_n}} + e^{-\frac{T}{4\tau_n}} - 1,73e^{-\frac{T}{8\tau_n}} + 0,73 < 0.$$

Решив его относительно τ_n , получим:

$$\tau_n > \frac{0,12}{f}. \quad (16)$$

В конце полупериода ток III автогенератора (приведенный ток нагрузки)

$$I_{III t=T/2} = \frac{6k^2 U_0}{R_n} \times \\ \times \frac{-e^{-\frac{T}{2\tau_n}} + 1,73e^{-\frac{3T}{8\tau_n}} + e^{-\frac{T}{4\tau_n}} - 1,73e^{-\frac{T}{8\tau_n}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_n}}} = \\ = \frac{6k^2 U_0}{R_n} f\left(\frac{\tau_n}{T}\right).$$

Условие отсутствия неправильного режима — инверсный характер тока транзистора, т. е.

$$I_{x,x} + \frac{6k^2 U_0}{R_n} f\left(\frac{\tau_n}{T}\right) < 0. \quad (17)$$

Граничное значение постоянной τ_n при заданных $I_{x,x}$, k , U_0 , R_n определяется графо-аналитически. Для этого строится кривая зависимости $f(\tau_n/T)$. Точка пересечения этой кривой с горизонтальной прямой, имеющей ординату $I_{x,x}R_n/6k^2U_0$ определяет граничное значение τ_n .

Приведенный ток нагрузки IV автогенератора в конце полупериода

$$I_{IV t=T/2} = \frac{6k^2 U_0}{R_n} \frac{1,73e^{-\frac{3T}{8\tau_n}} - e^{-\frac{T}{4\tau_n}} - 1,73e^{-\frac{T}{8\tau_n}} + 1}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_n}}}.$$

Если не учитывать ток холостого хода, то условие отсутствия неправильного режима (инверсный характер тока) можно записать в виде:

$$1,73e^{-\frac{3T}{8\tau_n}} - e^{-\frac{T}{4\tau_n}} - 1,73e^{-\frac{T}{8\tau_n}} + 1 < 0,$$

отсюда получаем:

$$\tau_n > \frac{0,152}{f}. \quad (18)$$

Аналогично случаю работы на параллельную нагрузку достаточно выполнить хотя бы одно из условий (16) — (18), чтобы обеспечить выход преобразователя на правильный режим работы. Для удобства сведем полученные условия отсутствия рассматриваемого режима в табл. 3.

Представляется целесообразным сравнивать рассмотренные соединения нагрузки.

Для обеспечения одинаковых значений мощности и коэффициента мощности при нормальной работе преобразователя элементы параллельной и последовательной нагрузок должны быть связаны соотношениями (без учета высших гармоник в кривой выходного напряжения, которыми можно пренебречь вследствие малости их в нормальном режиме):

$$R = \frac{R_n^2 + X_n^2}{R_n}; \quad R_n = R \frac{X^2}{R^2 + X^2};$$

$$X = \frac{R_n^2 + X_n^2}{X_n}; \quad X_n = X \frac{R^2}{R^2 + X^2},$$

где $X = 2\pi fL$; $X_n = 2\pi fL_n$.

Выражая условия (9) и (10) через соответствующие параметры последовательной нагрузки, получим:

$$\frac{L_n}{R_n} > \frac{0,223}{f}, \quad \text{т. е. } \cos \varphi < 0,58; \quad (19)$$

$$I_{x,x} < 2,32 \sin \varphi \frac{k^2 U_0}{\sqrt{R_n^2 + X_n^2}}. \quad (20)$$

Из (16) также найдем граничное значение, которого не должен превышать коэффициент мощности. Вычисление дает значение $\cos \varphi < 0,8$. Сопоставление граничных значений показывает, что при последовательной нагрузке нормальная работа преобразователя обеспечивается в более широком диапазоне изменения коэффициента мощности нагрузки.

Из сравнения (17) и (20) можно определить отношение граничных значений мощности последовательной и параллельной нагрузки.

Вычисления приводят к выражению:

$$\frac{S_n}{S} = \frac{0,387 \sin \varphi \cos \varphi \left(1 + e^{-\frac{T}{2\tau_n}}\right)}{e^{-\frac{T}{2\tau_n}} - 1,73e^{-\frac{3T}{8\tau_n}} - e^{-\frac{T}{4\tau_n}} + 1,73e^{-\frac{T}{8\tau_n}}}, \quad (21)$$

где S_n , S — минимальные значения полной мощности нагрузки при последовательном и параллельном соединении соответственно.

Поскольку при значениях коэффициента мощности $\cos \varphi < 0,99$ правая часть этого выражения меньше единицы, а $S_{\text{нmax}} = S_{\text{max}}$, можно сделать вывод, что диапазон изменения нагрузки для последовательного соединения будет шире.

Таблица 3

Время	Соединение нагрузки	
	Параллельное	Последовательное
Середина полупериода III а/г	$\frac{L}{R} < \frac{0,114}{f}$	$\frac{L_n}{R_n} > \frac{0,121}{f}$
Конец полупериода III а/г	$I_{x,x} < \frac{0,37 k^2 U_0}{f L}$	$I_{x,x} < \frac{6k^2 U_0}{R_n} \frac{e^{-\frac{T}{2\tau_n}} - 1,73e^{-\frac{3T}{8\tau_n}} - e^{-\frac{T}{4\tau_n}} + 1,73e^{-\frac{T}{8\tau_n}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau_n}}}$
Конец полупериода IV а/г	$\frac{L}{R} < \frac{0,061}{f}$	$\frac{L_n}{R_n} > \frac{0,152}{f}$

Рассматриваемая схема преобразователя является симметричной, поэтому дополнительная связь указанного типа, исключающая режим тройной частоты, может быть введена в цепь синхронизации любого автогенератора; в любом варианте возможен неправильный режим работы с полупериодом частоты переключения автогенераторов. Условия, исключающие этот неправильный режим, от места введения дополнительной связи не зависят.

Рассмотренный режим работы преобразователя может быть исключен увеличением количества дополнительных межкаскадных связей, но при этом возможно возникновение других неправильных режимов. Так, например, введение новой дополнительной связи с III на VI автогенератор, исключает режим с полупериодом частоты переключения автогенераторов, но создает условия для возникновения другого неправильного режима, при котором автогенераторы переключаются с заданной частотой, но в неправильной последовательности.

Временные диаграммы токов автогенераторов для этого случая приведены на рис. 3. Данные рис. 3 позволяют определить условия, при которых этот неправильный режим будет невозможен.

Условия эти следующие:

1) к моменту прихода 3-го синхроимпульса индуктивная составляющая тока транзистора III автогенератора должна быть больше активной;

2) к моменту прихода 4-го синхроимпульса индуктивная составляющая тока транзистора IV автогенератора должна быть больше активной;

3) к моменту прихода 6-го синхроимпульса индуктивная составляющая тока транзистора IV автогенератора должна быть больше активной.

Ниже приведены результаты расчетов этих условий, перечисленные в том же порядке (при работе преобразователя на параллельную нагрузку и без учета тока холостого хода):

$$\frac{L}{R} < \frac{0,343}{f}; \quad (22)$$

$$\frac{L}{R} < \frac{0,197}{f}; \quad (23)$$

$$\frac{L}{R} < \frac{0,122}{f}. \quad (24)$$

Очевидно, для исключения данного неправильного режима достаточно выполнить одно из условий (22) — (24).

Сравнение условий (9) и (22) показывает, что последнее выполняется в значительно более широком диапазоне изменения $\cos \phi$ нагрузки.

При необходимости обеспечения работы преобразователя на практически активную нагрузку (при которой выполняются условия существования автоколебаний на требуемой частоте) применяются различные способы, например, введение в схему преобразователя дополнительного межкаскадного дросселя, насыщающегося в неправильном режиме из-за увеличения среднего значения напряжения на его обмотке, тем самым компенсирующего инверсный ток в определенном автогенераторе и выводящего преобразователь на нормальный режим работы. В преобразователе с дополнительной связью

со II на V автогенератор дроссель включается между коллекторами транзисторов одноименных плеч III и IV автогенераторов. При введении дополнительной связи с III и на VI автогенератор существенно увеличивается отношение длительностей импульсов напряжения на дросселе в неправильном и нормальном режимах работы. Это позволяет исключить неправильный режим работы преобразователя в условиях непостоянства частоты задающего генератора и напряжения постоянного тока.

Если же новую дополнительную связь взять с VI автогенератора и включить ее в цепь синхронизации III автогенератора, то такая система межкаскадных связей обеспечивает выход преобразователя

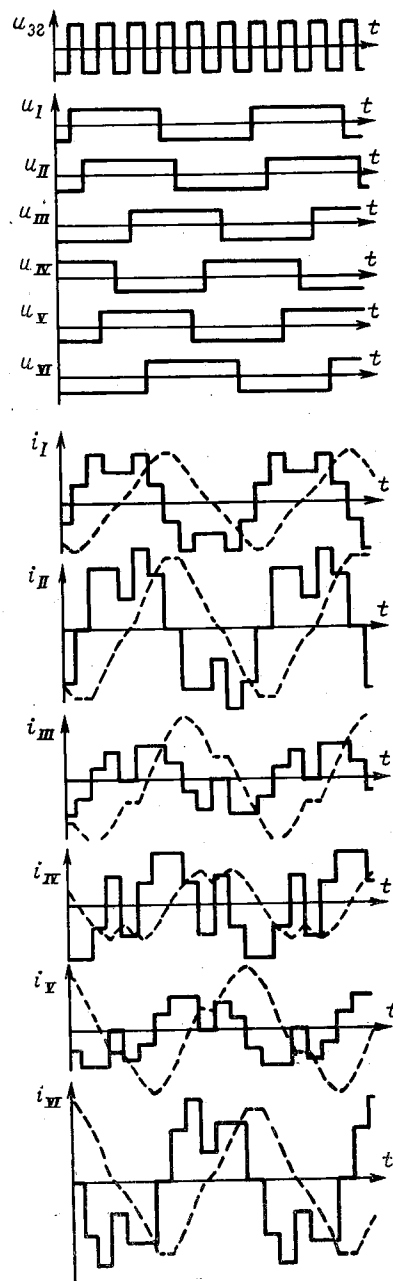


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений и токов при работе в неправильном режиме с заданной частотой переключения, но с нарушенной последовательностью (сплошная линия — активная нагрузка, пунктирная — индуктивная).

на нормальный режим работы из любого исходного состояния. Расчеты, сделанные при симметричной активной нагрузке, показывают, что в зависимости от исходного состояния преобразователь с указанными межкаскадными связями выходит либо непосредственно на нормальный режим работы, либо в состояние 1-0-1-1-0-0. В этом состоянии ни один из автогенераторов не может переключиться под действием синхронизирующего импульса, так как I, IV и VI автогенераторы блокированы предыдущими (т. е. VI, III и V), в транзисторе II автогенератора течет инверсный ток, а III и V автогенераторы блокированы дополнительными межкаскадными связями с VI и II автогенераторов соответственно. В этом состоянии преобразователь будет находиться до тех пор, пока какой-либо из автогенераторов не переключится вследствие насыщения сердечника трансформатора или дополнительного дросселя, предусмотренного для ограничения коллекторного тока транзисторов (т. е. с частотой собственных колебаний). В зависимости от состояния, в которое при этом перейдет преобразователь, и от соотношения собственных частот автогенераторов либо устанавливается нормальный режим, либо процесс повторяется еще несколько раз. Переходный процесс выхода преобразователя на нормальный режим, естественно, при этом может затянуться.

Включение межкаскадного дросселя, о котором упоминалось выше, позволяет значительно сократить время выхода преобразователя на нормальный режим работы.

При экспериментальных исследованиях макетного образца, работающего на активную нагрузку, рассмотренные неправильные режимы имели место (рис. 4), причем вероятность установления указанных режимов была относительно высокой (при включении преобразователя под нагрузкой). Включение преобразователя на холостом ходу всегда обеспечивало нормальный режим работы. При включении межкаскадного насыщающегося дросселя неправильный режим работы исключается. При исследованиях образца, в котором были введены межкаскадные связи со II на V и с VI на III автогенераторы устойчивых неправильных режимов при включении под нагрузкой не наблюдалось. При включении указанного дросселя время выхода преобразователя на нормальный режим работы существенно сокращалось.

Выводы. 1. Показано наличие внутренней обратной связи в системе преобразователь — нагрузка, заключающейся в том, что не только очередность переключения автогенераторов определяет величины напряжений и токов нагрузки, но и токи нагрузки, в свою очередь, влияют на очередность переключения автогенераторов.

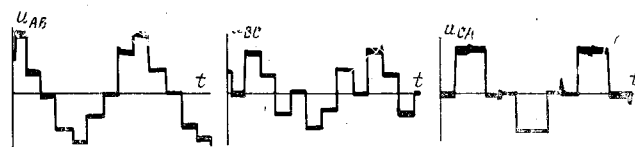


Рис. 4. Осциллограммы линейных напряжений преобразователя при работе в неправильном режиме с полуторной частотой переключения.

2. В преобразователях, выполненных по кольцевой схеме на шести автогенераторах и с тремя обмотками в каждой фазе для подавления высших гармоник, имеющих дополнительную связь между двумя каскадами для исключения режима одновременного переключения трех автогенераторов, возможен другой неправильный режим работы. Этот режим имеет место в случае включения преобразователей под нагрузкой, обуславливается протеканием инверсных коллекторных токов в транзисторах некоторых каскадов и характеризуется искажением формы кривой, несимметрией линейных напряжений, полуторной частотой переменного тока.

3. Режим с полуторной частотой исключается, если коэффициент мощности нагрузки ниже предельного значения.

4. Вследствие различных частотных характеристик схемы последовательного соединения индуктивности и сопротивления и схемы их параллельного соединения, предельные значения коэффициента мощности и тока нагрузки для этих схем неодинаковы.

5. Введение второй дополнительной связи исключает режим полуторной частоты. В зависимости от номера каскада, на который воздействует вторая дополнительная связь, может возникнуть режим работы с заданной частотой переменного тока, но с искажением кривой выходного напряжения. Соответствующим выбором второй дополнительной связи обеспечивается однозначность выходных параметров преобразователя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пронько Л. А., Фокин Ю. И. Статический преобразователь постоянного тока в многофазный переменный ток. А. С. № 126943 (СССР). Оpubл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1960, № 6.
2. Бодров В. В., Константинов В. Г. Статический преобразователь. А. С. № 158010 (СССР). Оpubл.— «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1963, № 20.
3. Шереметьевский Н. Н., Шустер О. И. Анализ и синтез транзисторных инверторов, выполненных по схемам кольцевых коммутаторов — «Электричество», 1967, 11.
4. Константинов В. Г. Исследование многофазных преобразователей, выполненных по кольцевым пересчетным схемам — «Электротехника», 1969, № 12.

[23.5.1972]



Высшие гармоники в системах электроснабжения металлургических заводов

Канд. техн. наук И. В. ЖЕЖЕЛЕНКО

Жданов

Широкое внедрение вентильных преобразователей для питания электроприводов, особенно прогрессирующее в последние годы, оказывает существенное влияние на режимы работы систем электроснабжения металлургических заводов.

Современные реверсивные и нереверсивные прокатные станы оборудуются ртутно-выпрямительными, тиристорными и кремниевыми силовыми преобразователями, суммарная установленная мощность которых достигает нескольких сотен мегаватт. Для питания регулируемых электроприводов доменных, сталеплавильных и других цехов металлургических заводов также применяются, как правило, вентильные преобразователи.

Тенденция к внедрению вентильного электропривода, основанного на применении полупроводниковых преобразователей, способствует повышению производительности цехов и производств, а также повышению надежности работы электроприводов. В то же время, однако, проявляются отрицательные последствия массового применения силовых вентильных преобразователей.

Высшие гармоники напряжения и тока оказывают неблагоприятное влияние на работу силового электрооборудования, а также систем контроля, автоматики, телемеханики и связи.

Процессы старения диэлектриков при несинусоидальном напряжении протекают более интенсивно, чем в случае, когда напряжение синусоидально. Это объясняется ускорением физико-химических процессов в диэлектриках, обуславливающих их старение, при высоких частотах электрического поля. Аналогичным образом влияет дополнительный нагрев, связанный с протеканием высших гармоник тока. В результате срок службы изоляции сокращается. Протекание гармоник тока вызывает дополнительные потери в обмотках электрических машин и аппаратов. Резонансные явления на высших гармониках приводят к перегрузке и быстрому выходу из строя батарей поперечно-емкостной компенсации. Высшие гармоники тока замыкания на землю в сетях с изолированной и компенсированной нейтралью способствуют развитию повреждений в кабельных линиях и росту аварийности в кабельных сетях. В случае значительных искажений кривых напряжения возможны нарушения нормальной коммутации вентилей преобразователей, работающих в инверторном режиме.

Проникновение высших гармоник в системы контроля, автоматики, телемеханики и связи ухудшает качество их работы, а в отдельных случаях приводит к сбоям в работе. Отрицательное влияние на промышленные электроустановки оказывают и гармоники напряжения, и гармоники тока. При этом гармоники относительно низких порядков ($\nu \leq 7$) в наибольшей мере влияют на добавочные потери в электрических машинах [Л. 1], а также, как правило, обуславливают возникновение резонансных явлений в цепях конденсаторных батарей.

Наличие даже относительно небольших напряжений гармоник 11-го и более высоких порядков приводит к появлению весьма значительных токов гармоник в контуре нулевой последовательности при однофазных замыканиях на землю. Таким образом, представляет интерес исследование величин отдельных гармоник токов и напряжений, а также их эквивалентных величин.

Вентильные преобразователи электроприводов как источники гармоник токов. В подавляющем большинстве случаев в системах вентильного электропривода применяются управляемые преобразователи.

Форма кривой первичного тока вентиля, работающего на противо-э. д. с., зависит от индуктивностей питающей сети, трансформатора преобразователя и цепи выпрямленного тока, величины нагрузки, а также угла управления вентиля. Эти же величины, естественно, определяют амплитудный спектр первичного тока.

Как правило, в приводах современных прокатных станов и других металлургических агрегатов отношение катодной и анодной индуктивностей составляет величину 10 и более; в этом случае можно считать индуктивность цепи выпрямленного тока бесконечной, а кривую первичного тока — идеально сглаженной. Это положение подтверждается осциллографическими исследованиями.

Вентильные преобразователи электроприводов, применяемые на металлургических заводах, коммутируются по трехфазной мостовой схеме или схеме «две обратные звезды с уравнительным реактором» и обеспечивают шести- или двенадцатифазный режим преобразования. В связи с интенсивным внедрением тиристорного электропривода первая схема получает преимущественное применение.

При симметрии управляющих импульсов систем импульсно-фазового управления вентильные преобразователи являются источниками нечетных высших гармоник тока, которые могут быть найдены по соответствующим формулам или кривым [Л. 2]. В соответствии с классической теорией, при шестифазной схеме преобразователя в токах и, следовательно, напряжении сети содержится 1; 5; 7; 11; 13-я и другие нечетные высшие гармоники (гармонические); при двенадцатифазной — гармоники 1; 11; 13-го порядков. При небольших углах коммутации ($\gamma \approx 5^\circ$) ток ν -й гармоники I_ν приближенно определяется по формуле: $I_\nu = I_1/\nu$, где I_1 — ток 1-й гармоники.

При гармоническом анализе осциллограмм линейных токов управляемых преобразователей электроприводов необходимо учитывать наличие асимметрии управляющих импульсов; углы управления α_i по отдельным каналам системы управления могут отличаться друг от друга и от установочного значения α на величину ошибки ε_i (рис. 1): $\alpha_i = \alpha + \varepsilon_i$.

Практика свидетельствует о том, что наличие ошибок углов управления в статическом режиме работы электропривода в большинстве случаев обуславливается разбросом параметров элементов, из которых собраны устройства импульсно-фазового управления, а также несовершенством частотных фильтров на входе этих устройств; последнее существенно при питании их от сети с несинусоидальным напряжением.

Для количественной оценки гармоник тока в этом случае примем ряд допущений, которые позволят упростить выкладки и конечные результаты без существенного снижения их точности.

1. Угол коммутации γ зависит лишь от установочного значения угла α .

2. Величины ε_i стабильны: кривая тока — периодическая.

Следуя [Л. 3], выражения для гармоник тока будем записывать в комплексной форме. Относительная величина комплекса v -й гармоники тока I_{vm*} (в долях от тока 1-й гармоники) для кривой рис. 1 представляется выражением:

$$I_{vm*} = \frac{V\sqrt{3}}{3\gamma \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right)} \sin v \left(\frac{\pi}{2} + \right. \\ \left. + \varepsilon_p \right) e^{-j\varepsilon_q} \sum_{p=-4}^4 (-1)^{(p+1)} \frac{1}{v\lambda_p} \sin \frac{\gamma\lambda_p}{2} e^{-j\delta_p}. \quad (1)$$

Здесь для $p=1$ и 2

$$\varepsilon_p = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{2}; \quad \varepsilon_q = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2};$$

$$\lambda_p = v + (-1)^p; \quad \delta_p = \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \lambda_p + v \frac{\pi}{6},$$

а для $p=3$ и 4

$$\varepsilon_p = \frac{\varepsilon_4 - \varepsilon_3}{2}; \quad \varepsilon_q = \frac{\varepsilon_3 + \varepsilon_4}{2};$$

$$\lambda_p = v + (-1)^p; \quad \delta_p = \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \lambda_p + v \frac{\pi}{6}.$$

Из анализа выражения (1) следует, что при шестифазной схеме выпрямления в амплитудном спектре тока содержатся гармоники канонических порядков ($v=5; 7; 11; 13 \dots$) и неканонические или аномальные гармоники ($v=2; 3; 4; 6; 8; 9; 10 \dots$).

Распределение ошибок углов зажигания управляемых вентилей подчиняется нормальному закону [Л. 3]. Для относительных величин аномальных гармоник также может быть принят нормальный закон распределения, если выражение (1) линеаризовать для гармоник низкого порядка ($v=2; 3; 4$;

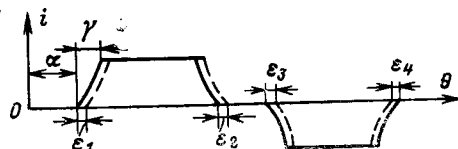


Рис. 1. Идеализированная кривая линейного тока управляемого вентильного преобразователя электропривода с учетом асимметрии управляющих импульсов.

6). В этом случае для $v=2; 4; 6$ можно записать;

$$I_{vm*} \approx \frac{V\sqrt{3}}{3\gamma \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right)} v \varepsilon_p \sum_{p=-4}^4 (-1)^{p+1} \frac{1}{v\lambda_p} \sin \frac{\gamma\lambda_p}{2} e^{-j\delta_p}. \quad (2)$$

Для $v=3$ имеем:

$$I_{vm*} \approx \frac{V\sqrt{3}}{3\gamma \sin\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right)} (1 - j\varepsilon_q) \sum_{p=-4}^4 (-1)^{p+1} \times \\ \times \frac{1}{v\lambda_p} \sin \frac{\gamma\lambda_p}{2} e^{-j\delta_p}. \quad (3)$$

Максимальные значения аномальных гармоник 2; 4; 6-го порядков будут иметь место при таком сочетании отклонений углов зажигания, при котором ε_p окажется максимальным. Это возможно в случае $\varepsilon_2 = \varepsilon_4 = -\varepsilon_1 = -\varepsilon_3$. Для $v=3$ максимальное значение гармоники тока соответствует наиболее неблагоприятному сочетанию отклонений углов зажигания, при котором $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon_4$.

Расчеты по (2) и (3) при $\alpha=20^\circ$ и $\gamma=10^\circ$, что соответствует условиям работы непрерывного стана горячей прокатки, и $|\varepsilon_{i\max}|=3^\circ$ дают величину $I_{vm*} \approx 0,015$. Однако это значение аномальных гармоник возможно весьма редко; принимая «трехсигмовые» границы за границы практически возможных предельных значений аномальных гармоник, вероятность величины $I_{mv*}=0,015$ можно оценить в 0,3%.

Таким образом, значения аномальных гармоник тока, генерируемых вентильными преобразователями в питающую сеть, весьма невелики; они не могут создать значительных гармоник напряжения.

Следует отметить, что при $|\varepsilon_{i\max}| \leq 3^\circ$ значения гармоник канонических порядков, по сравнению со случаем $\varepsilon_i=0$, изменяются незначительно (не более, чем на 3%).

При наличии разброса моментов открывания отдельных вентилей в стержнях трансформаторов преобразователей возникают постоянные магнитные потоки, подмагничивающие магнитопровод. Вследствие этого возрастает намагничивающий ток трансформатора и в нем также появляются аномальные гармоники.

В схеме с уравнительным реактором при асимметрии углов управления резко возрастает намагничивающий ток уравнительного реактора, и в магнитопроводе трансформатора возникает поток вынужденного намагничивания. При этом значение постоянной составляющей индукции в стержнях магнитопровода достигает 0,05—0,08 тл; намагничивающий ток трансформатора преобразователя возрастает в несколько раз, и в нем появляются аномальные гармоники значительной величины. Так, при асимметрии управляющих импульсов порядка 3° значения 2; 3 и 4-й гармоник намагничивающего тока могут составлять 3—4% номинального первичного тока трансформатора; они оказываются соизмеримыми с гармониками тока канонических порядков преобразователя [Л. 4]. Симметрирование импульсов систем импульсно-фазового

управления вентильных преобразователей обеспечивает минимизацию уровней аномальных гармоник.

В трансформаторах преобразователей, коммутируемых по мостовым схемам, в случае асимметрии управляющих импульсов возникает подмагничивание магнитопровода постоянными магнитными потоками, замыкающимися по магнитопроводу. При этом гармоники намагничивающего тока канонических порядков изменяются незначительно. Аномальные гармоники 2—4-го порядков в намагничивающем токе могут достигать 10% тока 1-й гармоники; эти гармоники на 1—2 порядка меньше соответствующих гармоник преобразователей и не представляют опасности для силового электрооборудования [Л. 5]. Однако с возможностью появления их необходимо считаться например, при использовании систем телеуправления, основанных на четных гармониках.

О характере нелинейных искажений в системах электроснабжения металлургических заводов. Промышленные электроустановки работают, как правило, в неуставившихся режимах, поэтому кривые токов и напряжений сети оказываются непериодическими, и представление их в виде гармонического спектра амплитуд требует дополнительного обоснования.

По существу формирование этих кривых обусловлено действием большого числа факторов, как связанных между собой, так и независимых (некоррелированных) и, таким образом, представляет собой случайный процесс. Для суждения о характере и особенностях этого процесса для ряда реализаций были рассчитаны корреляционные функции мгновенных значений напряжения $B_{u(t)}$. Исследования выполнялись в сетях 6—10 кВ ряда крупнейших нереверсивных и реверсивных отечественных прокатных станов.

Во всех случаях графики корреляционных функций представляют собой несинусоидальные периодические кривые, затухание которых практически не наблюдается. Разложение кривой $B_{u(t)}$ в ряд Фурье позволяет определить дисперсии и среднеквадратические отклонения амплитуд отдельных гармоник σ_v :

σ_2	σ_3	σ_4	σ_5	σ_6	σ_7	σ_8	σ_9	σ_{10}	σ_{11}	σ_{12}	σ_{13}
0,15	0,29	0,35	0,15	0,11	0,16	0,15	0,077	0,09	0,077	0,16	0,074

Значения σ_v , полученные по результатам исследований на стане 2000, усреднены для пяти реализаций; результаты, найденные для отдельных реализаций, отличаются не более, чем на 10%.

Выражение для корреляционной функции может быть записано в виде:

$$B_{u(t)} = \sum_{v=1}^n \frac{\sigma_v^2}{2} \cos v\omega t. \quad (4)$$

Как известно, уравнение корреляционной функции типа (4) свойственно стационарным в широком

смысле случайным процессам, относящимся к типу процессов с дискретным спектром [Л. 6]. Кривая напряжения $u(t)$ представляется совокупностью гармоник напряжения со случайной амплитудой и фазой. Исследование гармоник с помощью фильтров позволяет зафиксировать изменение во времени их амплитуд.

При распространении исследований на диапазон частот выше 1 кГц необходимо принимать во внимание импульсные и флуктуационные помехи. В этом случае кривая напряжения представится сочетанием дискретного и сплошного спектров, с преимущественным преобладанием дискретного спектра [Л. 6].

Для возможности прогнозирования значений гармоник представляет интерес исследование распределений амплитуд отдельных гармонических составляющих.

Непосредственный гармонический анализ осциллограмм возможен лишь тогда, когда в рассматриваемой реализации имеется минимум 8—10 одинаковых (или весьма близких) периодов. Если же существенное изменение вида кривых наблюдается чаще, то производить гармонический анализ их, тем более разлагая один период, недопустимо. Результаты разложения будут неоднозначными, зависящими от того, для каких и какого числа периодов произведено разложение. Поэтому наиболее целесообразно производить анализ с помощью набора фильтров, настроенных на частоты различных гармоник (так называемый одновременный анализ): возможно также применение соответствующих анализаторов.

Кривые распределения относительных величин действующих значений (и амплитуд) 11 и 13-й гармоник, построенные по результатам аппаратного анализа для исследованных объектов №№ 1 и 2, приведены на рис. 2. Соответствующие измерения производились в течение трех смен, взятых в разные сутки, с интервалом в 5 мин. Математические ожидания и среднеквадратические отклонения для напряжений отдельных гармоник, полученные для каждой из смен, изменялись мало, что также является свидетельством стационарности процесса формирования спектра напряжения.

Из рис. 2 видно, что распределение амплитуд гармоник подчиняется нормальному закону; среднеквадратические отклонения весьма невелики. Это вообще характерно для амплитудных спектров напряжений сетей прокатных станов, доменных цехов и энергетических блоков. Полученные результаты позволяют также заключить, что и в переходных режимах работы вентильных преобразователей электроприводов первичные токи их представляются совокупностью гармоник, амплитуды и фазы которых изменяются во времени. Это положение может быть объяснено следующим образом.

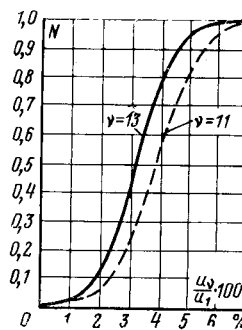


Рис. 2. Кривые распределения относительных величин действующих значений 11 и 13-й гармоник напряжения.

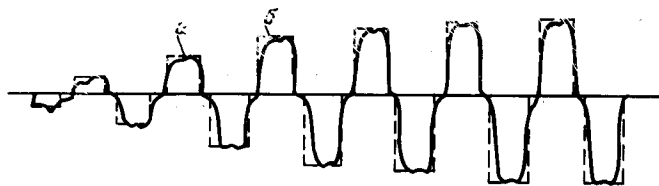


Рис. 3. Идеализированная (а) и реальная (б) кривые линейного тока вентильного преобразователя в переходном режиме.

Согласно [Л. 7] полезная составляющая выпрямленного тока в переходном режиме приближенно находится по схеме замещения для цепи 1-го порядка и имеет экспоненциальный характер. Естественно предположить поэтому, что кривая линейного тока в переходном режиме приближенно может быть представлена последовательностью прямоугольных знакопеременных импульсов длительностью 120° модулированных по амплитуде экспоненциальной функцией. Многочисленные экспериментальные данные подтверждают это предположение (рис. 3).

Постоянные времени экспонент полезной составляющей и первичного тока с точностью эксперимента оказываются одинаковыми, что дополнительно подтверждает предположение об апериодическом характере изменения импульсов первичного тока.

Выражение для гармоник линейного тока в переходном режиме по аналогии с выражением для полезной составляющей выпрямленного тока можно представить в виде:

$$i = \exp - t/T \sum_{v=1}^n I_{0v} \sin(v\omega t + \psi_v) + \\ + (1 - \exp - t/T) \sum_{v=1}^n I_{yv} \sin(v\omega t + \psi_{yv}).$$

Здесь I_{0v} и ψ_{0v} — соответственно амплитуда и начальная фаза v -й гармоники тока до начала переходного процесса; I_{yv} и ψ_{yv} — то же для установившегося режима после завершения переходного процесса.

Уровни гармоник в сетях металлургических заводов. В течение 1968—1971 гг. под руководством автора были произведены массовые измерения гармоник тока и напряжения в сетях 0,4—6—10 кВ металлургических и других крупных заводов страны. Результаты измерений приводились в [Л. 8].

В таблице представлены средние значения (математические ожидания) относительных величин

гармоник тока и напряжения (в долях от тока и напряжения 1-й гармоники), замеренные в сетях прокатных станов при прокатке одного сортамента металла. Эквивалентные относительные величины гармоник напряжения $U_{\Sigma v*}$, характеризующие несинусоидальность кривой:

$$U_{\Sigma v*} = \sqrt{\sum_{v=2}^n U_v^2}. \quad (5)$$

Согласно ГОСТ 13109-67 допускается $U_{\Sigma v*} \leq 0,05$.

Из таблицы видно, что несинусоидальность кривой напряжения во всех случаях превосходит предел, допустимый ГОСТ. По существу ни на одном из металлургических заводов, где имеются установки вентильного электропривода, коэффициент несинусоидальности напряжения не был менее 5%; в среднем по прокатным цехам металлургических заводов его величина составляет 8—9%, достигая в отдельных случаях 20%.

Значительная несинусоидальность кривых напряжения в большой мере объясняется наличием аномальных гармоник, в первую очередь, 2 и 3-го порядков. На новейших прокатных станах, где применены системы импульсно-фазового управления с допустимой асимметрией управляющих импульсов $\pm 1^\circ$ для ионных электроприводов, а вспомогательные механизмы питаются от мостовых тиристорных преобразователей, уровень аномальных гармоник значительно ниже.

Из таблицы видно, что уровень 5 и 7-й гармоник для стана № 2 весьма мал. Это объясняется применением 12-фазных схем выпрямления.

Следует отметить, что ни на одном из обследованных заводов перегрев синхронных и асинхронных электродвигателей в условиях высокого уровня гармоник не наблюдался. Однако большой остаточный ток высших гармоник (до 45 а) в компенсированных кабельных сетях, как правило, способствовал развитию однофазных повреждений кабелей в междупазных.

В сетях 6—10 кВ некоторых предприятий были зафиксированы довольно значительные напряжения гармоник в диапазоне 750—2 500 Гц, величины которых достигали 1,5—2% напряжения основной частоты. Появление их объясняется резонансными максимумами частотной характеристики сети, обусловленными влиянием распределенных емкостей линий питающих энергосистем. Как правило, учет этих гармоник приводит к небольшому увеличению

Исследуемый объект и напряжение сети	Процентное содержание гармоник													Коэффициент несинусои- дальности, %
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	
Прокатный стан № 1														
Шины 10 кВ, напряжение	100	7,5	9,0	3,2	5,0	3,9	3,0	1,4	0,6	0,4	5,1	0,3	4,4	15,6
Шины 0,4 кВ, напряжение	100	3,0	3,1	0,9	3,6	0,4	0,4	0,3	0,3	0,2	0,4	0,2	3,6	7,9
Ток ввода	100	3,9	2,1	0,7	1,6	0,2	0,4	0,2	0,1	0,1	3,4	0,3	3,4	
Прокатный стан № 2														
Шины 10 кВ, напряжение	100	1,8	0,8	0,6	0,3	0,4	1,2	0,6	0,8	0,1	4,6	0	4,7	4,1
Шины 0,4 кВ, напряжение	100	2,6	1,4	0,2	5,4	0,7	4,2	0,8	0,6	0	0,3	1,2	3,9	8,5
Ток ввода	100	3,6	1,9	1,8	0,7	0	1,3	0,2	0,3	0,2	1,6	0,3	1,5	

коэффициента несинусоидальности (до 10—15%). Однако резонансные явления в цепях батарей поперечно-емкостной компенсации на частотах этих гармоник могут быть опасными для конденсаторов.

Вопрос о целесообразности снижения уровней гармоник до определенных пределов в каждом конкретном случае должен решаться на основе технико-экономического анализа с учетом ущерба, обусловленного воздействием высших гармоник на силовые электроустановки, устройства автоматики, телемеханики и связи [Л. 1].

Минимизация уровней гармоник в системах электроснабжения металлургических заводов. В связи с тем, что вентильная нагрузка становится основным потребителем электромагнитной энергии на металлургических заводах, проблема минимизации гармоник приобретает особую остроту.

При использовании схем с уравнивательным реактором допускаемая асимметрия управляющих импульсов не должна превосходить $\pm 1^\circ$. Для мостовых схем тиристорных преобразователей асимметрия может находиться в пределах $\pm 3^\circ$. В этих условиях уровень аномальных гармоник тока будет не более 2% от тока нагрузки преобразователя.

В зарубежной практике принято подключение силовых фильтров 5; 7; 11 и 13-й гармоник параллельно вентильным преобразователям, а также использование многофазных схем выпрямления, в частности, 24-фазных [Л. 9].

Создание условного 24-фазного режима выпрямления может оказаться целесообразным для непрерывных сортовых и листовых станов, когда несколько клеток одновременно работают с почти одинаковой нагрузкой; в этом случае из амплитудных спектров линейных токов исключаются 5; 7; 11 и 13-я гармоники. Большая фазность выпрямления вряд ли целесообразна, так как гармоники тока порядков $\nu > 13$ не получают значительного развития.

В случае, если ряд мощных вентильных преобразователей работает с различными нагрузками, конкурентоспособным решением является использование схем устройств, обеспечивающих 12-фазный режим выпрямления, в сочетании с силовыми фильтрами 11 и 13-й гармоник. При большой суммарной установленной мощности многочисленных вентильных преобразователей вспомогательных приводов, с использованием трехфазных мостовых схем выпрямления, целесообразна установка также силовых фильтров 5 и 7-й гармоник. Полная компенсация этих гармоник путем соединения сетевых обмоток трансформаторов преобразователей в звезду и треугольник вряд ли возможна ввиду переменного характера нагрузки преобразователей.

Создание серии силовых фильтров 5; 7; 11 и 13-й гармоник для систем электроснабжения металлургических заводов (и других крупных промышленных предприятий) является важнейшей научно-технической задачей. Эффективность применения таких фильтров существенно повышается при одновременном использовании их конденсаторов в качестве источников реактивной мощности.

Уровень гармоник напряжения в различных точках сети может быть снижен путем рационального построения схемы электроснабжения, при которой обеспечиваются оптимальные условия растекания

гармоник. В частности, на стороне низшего напряжения (0,4 кВ) цеховых трансформаторов, где имеются вентильные нагрузки, для снижения напряжения гармоник необходимо подключать и другие нагрузки.

В некоторых работах [Л. 9] высказывается мнение о целесообразности подключения вентильных преобразователей предприятий непосредственно к сетям энергосистем с целью минимизации уровня гармоник в сетях предприятий. Следует отметить, что в этом случае создается опасность возникновения резонансных явлений в сетях энергосистем, возникают мешающие влияния на линии связи, а также снижается качество работы релейной защиты и автоматики энергосистем. Такое решение представляется неправильным.

Выводы. 1. Нелинейные искажения кривых тока и напряжения в системах электроснабжения металлургических заводов носят гармонический характер и характеризуются дискретными амплитудными и фазовыми спектрами.

Формирование спектров токов и напряжений представляет собой стационарный случайный процесс; кривые их представляются совокупностью гармоник со случайной амплитудой и фазой.

2. Вентильные преобразователи являются источниками гармоник тока как канонических порядков, так и аномальных. Уровень аномальных гармоник 2; 3 и 4-го порядков, обусловленных вентилями, при допустимой асимметрии управляющих импульсов 3° не превосходит 1,5% от тока 1-й гармоники. Трансформаторы преобразователей электроприводов при наличии асимметрии управляющих импульсов генерируют гармоники тока 2; 3; 4 и т. д. порядков, обусловленные подмагничиванием магнитопровода постоянным магнитным потоком.

3. Коэффициенты несинусоидальности кривых в системах электроснабжения металлургических заводов, как правило, превосходят предел, допустимый согласно ГОСТ 13109-67, в значительной мере — за счет аномальных гармоник.

4. Рациональными средствами минимизации гармоник в системах электроснабжения металлургических заводов является применение 12 и 24-фазных схем выпрямления и (или) силовых фильтров 5; 7; 11 и 13-й гармоник, а также исключение аномальных гармоник в схемах с уравнивательным реактором.

5. При проектировании схем электроснабжения металлургических заводов необходимо учитывать условие минимизации уровня гармоник.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жежеленко И. В. Снижение уровней гармоник в системах электроснабжения металлургических заводов — «Промышленная энергетика». 1972, № 2, с. 32.
2. Электропередача постоянного тока как элемент энергетических систем. Изд-во АН СССР, 1962, 190 с. Авт.: Нейман Л. Р., Глинтерник С. Р., Емельянов А. В., Новицкий В. Г.
3. Крайчик Ю. С. Гармоники неканонических порядков в схемах с управляемыми выпрямителями — Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1966, № 5, с. 84.
4. Жежеленко И. В. Аномальные гармоники, генерируемые вентильными установками электроприводов. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1971, № 31, с. 6.
5. Жежеленко И. В. К вопросу о четных гармониках тока в промышленных электроустановках. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1972, № 37, с. 8.

О расчете электрического поля блуждающих токов в ближней зоне

Инж. В. С. МАТЮЩЕНКО

Хабаровск

и канд. техн. наук Б. И. КОСАРЕВ

Москва

Для анализа условий электробезопасности обслуживающего персонала и оценки коррозионной опасности блуждающих токов, действующих на близлежащие подземные сооружения и арматуру опор контактной сети, не имеющих соединений с рельсом и объединенных между собой дополнительным проводом, необходимо знать распределение потенциала в земле в непосредственной близости от железнодорожного полотна. Отыскание потенциала в земле, создаваемого током, стекающим с рельса, представляет в общем случае довольно сложную задачу. Наличие шпал, балластной призмы, земляного полотна, прямоугольная форма подкладок, с которых ток стекает в землю, не позволяют найти точное аналитическое решение. Поэтому для упрощения задачи весь рельсовый путь, включая шпалы и балласт, представляют в виде эквивалентного цилиндрического проводника, покрытого тонким слоем несовершенной изоляции и погруженного на половину своего сечения в землю. При выводе расчетных формул предполагают, что исследуемые точки земли находятся на значительном расстоянии от оси пути. Это дает основания пренебречь поперечными размерами проводника, замещающего рельсовый путь, и рассматривать его как бесконечно тонкий. Тогда каждый элемент проводника можно считать точечным источником и определять потенциал в земле интегрированием поля этих источников.

Такая постановка задачи не позволяет применять полученные формулы для определения потенциала в областях земли, непосредственно примыкающих к рельсовому пути, так как последний в этом случае нельзя представить не только в виде бесконечной тонкой оси, но и вообще в виде цилиндра.

Невозможность замены рельсового пути полуцилиндром при расчете электрического поля в ближней зоне привела к новой постановке задачи, позволяющей учесть сложную конфигурацию железнодорожного полотна и электрические параметры его частей [Л. 1]. В этом случае расчет максимального значения потенциала в земле ведется в предположении, что ток стекает в однородную землю, имеющую некоторое эквивалентное удельное электрическое сопротивление $\rho_{\text{экв}}$, значение которого определяется из условия равенства потенциалов на гра-

нице раздела земля — земляное полотно. При этом элементы пути представляются в виде последовательного соединения прямоугольных параллелепипедов. Очевидно, что удельное электрическое сопротивление эквивалентной однородной среды должно являться функцией координат. Чем ближе рассматриваемая точка земли к рельсу, тем меньше влияние отдаленных точек стекания тока, и тем сильнее влияние балласта, проводимость которого значительно отличается от проводимости земли. Найденная же в [Л. 1] из граничных условий величина $\rho_{\text{экв}}$ является постоянной и поэтому не может быть использована для расчета потенциала в точках земли, отличных от точки на границе раздела. При определении эквивалентного удельного сопротивления или проводимости следует исходить из равенства потенциалов не на границе раздела, а в произвольной точке земли и в той же точке пространства в эквивалентной однородной среде.

Ниже предлагается методика, позволяющая определять потенциал любой точки земли и балластной призмы, а также эквивалентную удельную электрическую проводимость и ее зависимость от координат.

Примем следующие допущения. Будем считать, что балластная призма высотой h состоит из однородного материала с удельной проводимостью γ_1 и лежит на поверхности однородной земли с удельной проводимостью γ_2 ; проводимость шпал равна проводимости материала балласта; стекание тока происходит с бесконечно большого количества подкладок, на которых лежит тяговый рельс; подкладки представляют собой круглые пластины, расстояние между осями которых равно Δx . Расчет будем производить для одной рельсовой нити, так как при большем их числе потенциал найдется простым суммированием.

Однако даже при сделанных допущениях точный расчет величины потенциала в земле не представляется возможным из-за сложной конфигурации проводящих сред. Поэтому балластную призму, имеющую трапецидальное сечение, заменим сплошным бесконечным слоем той же толщины h (обоснование такой замены дано в приложении 1).

Расчет электрического поля в полученной двухслойной среде может быть произведен методом не-

6. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М., «Советское радио», 1969. 213 с.

7. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. М., «Наука», 1970. 70 с.

8. Жежеленко И. В. Влияние высших гармоник на работу

прокатных станов — «Промышленная энергетика», 1970, № 7, с. 34.

9. Jonescu A. Combateria efectului deformant al redresoarelor și cuptoarelor electrice în rețelele de distribuție. București, 1969.

Погрешность, допускаемая при замене интегральной суммы интегралом, невелика. Расчеты показывают, что уже при 20 000 пластин, что составляет длину рельсовой цепи около 11 км, она не превышает 3%.

В реальных условиях проводимости первого и второго слоев сильно отличаются друг от друга; коэффициент отражения β очень близок к единице, и бесконечный ряд, входящий в формулу (8), сходится очень медленно. Поэтому для получения требуемой точности вычислений необходимо брать большое количество слагаемых, что требует применения ЦВМ. Для получения инженерной методики расчета потенциалов оказывается целесообразной замена неоднородной двухслойной среды однородной с эквивалентной удельной электрической проводимостью γ_3 , под которой здесь следует понимать проводимость такой однородной среды, в которой потенциал в произвольной точке равен потенциалу этой же точки пространства, но в реальной неоднородной среде.

При стекании тока в однородную среду потенциал любой ее точки

$$\varphi = \frac{I\alpha}{2\pi\gamma_3} \Omega[\alpha x; \alpha \sqrt{z^2 + y^2}], \quad (9)$$

что вытекает из (8) при $h=0$ и $\gamma_1=\gamma_2=\gamma_3$.

Для расчета по формуле (9) необходимо знать значение γ_3 в любой точке земли. Эта величина находится из равенства правых частей выражений (8) и (9):

$$\gamma_3 = \gamma_3(x, y, z) = \gamma_2 \lambda(x, y, z),$$

где

$$\lambda(x, y, z) = \frac{\Omega[\alpha x; \alpha \sqrt{z^2 + y^2}]}{(1 - \beta) \sum_{n=0}^{\infty} \beta^n \Omega[\alpha x; \alpha \sqrt{z^2 + (y + 2nh)^2}]}$$

Формула (9) отличается от имеющихся в литературе тем, что входящая в нее величина проводимости γ_3 есть функция координат.

При $\gamma_2 > \gamma_1$ величина $\lambda(x, y, z)$ меньше единицы и с увеличением расстояния между исследуемой точкой и местом приложения нагрузки увеличивается и в пределе стремится к единице. При $\lambda(x, y, z) = 1$ $\gamma_3 = \gamma_2$, и формула (9) совпадает с известной формулой Зунде.

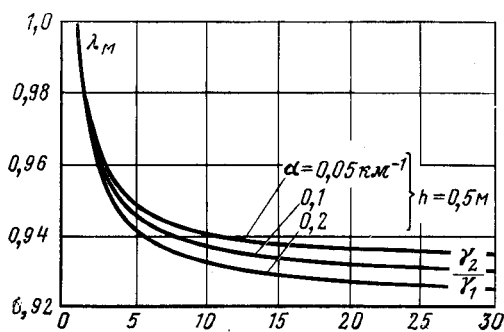


Рис. 2.

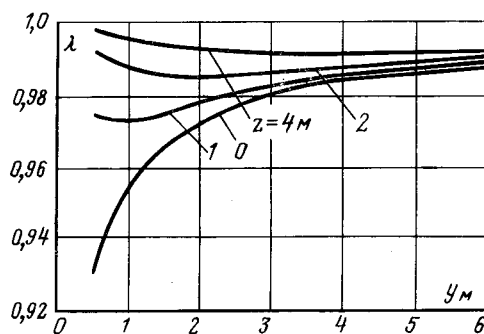


Рис. 3.

Наименьшие значения (λ_M) функция $\lambda(x, y, z)$ имеет в точке земли M , ближайшей к месту втекания тока в рельс ($x=x_0$; $y=h$; $z=0$). Зависимости λ_M от отношения проводимостей γ_2/γ_1 для различных значений коэффициента затухания рельсовой цепи α при $h=0,5$ м приведены на рис. 2.

Чем больше отличаются проводимости сред друг от друга, тем сильнее проявляется влияние первого слоя на величину потенциала второго и тем меньше значение функции $\lambda(x, y, z)$. Наибольшее изменение λ_M наблюдается при увеличении отношения проводимостей γ_2/γ_1 от 1 до 20. Дальше λ_M изменяется слабо. Так, при $\gamma_2/\gamma_1=50$ $\lambda_M=0,9246$; при $\gamma_2/\gamma_1=75$ $\lambda_M=0,9239$; при $\gamma_2/\gamma_1=100$ $\lambda_M=0,9237$ ($h=0,5$ м; $\alpha_1=0,2$ км⁻¹). То есть при $\gamma_2/\gamma_1 > 75$ λ_M изменяется только в четвертом знаке после запятой.

На практике нас интересует значение потенциала не в точке, расположенной непосредственно под осью стекания тока, а в точках земли на некотором расстоянии от оси пути. На рис. 3 показана зависимость λ от координаты y (от глубины) для различных расстояний от оси пути при $\gamma_2/\gamma_1=50$. Глубина $y=0,5$ м соответствует границе раздела первого и второго слоев (поверхности земли). Из графика видно, что уже на расстоянии 2—3 м от оси стекания тока, т. е. непосредственно у основания балластной призмы, значения функции $\lambda(x, y, z)$ очень близки к единице, и удельная электрическая проводимость эквивалентной однородной среды отличается от проводимости земли не более, чем на 2—3%. Такое небольшое отличие объясняется двумя причинами — малой величиной глубины первого слоя и бесконечно большим количеством единичных источников поля. (Следует заметить, что в общем случае расчета поля в двухслойной среде при произвольных значениях геометрических и электрических параметров отличие γ_3 от γ_2 может быть весьма значительным).

Роль числа пластин и толщины первого слоя h можно объяснить следующим образом. Если ток стекает только с одной пластины, то при удалении точки M , лежащей на границе раздела или ниже от заземлителя током охватываются все большие области второй (нижней) среды, и влияние первого слоя уменьшается. Бесконечно большое количество единичных источников, удаленных от исследуемой точки, создают потенциал, на величину которого первый слой с меньшей проводимостью при небольшой его толщине оказывает незначительное влияние. Наличие первого слоя сказывается только при

очень больших значениях α_1 (десятки и сотни км^{-1}), когда почти весь ток стекает с небольшого количества пластин, а остальные пластины поля практически не создают. В реальных условиях коэффициент затухания рельсовой цепи составляет десятки доли единицы, и эквивалентная удельная проводимость близка к проводимости земли.

После того, как найдены распределения потенциалов тока в рельсе и тока, стекающего с рельса, определяемые, главным образом, проводимостью материала балласта, величину последней при расчете электрического поля в земле можно не учитывать, а считая коэффициент затухания рельсовой цепи заданным, определять потенциал в земле по формуле (9), полагая $\lambda(x, y, z) = 1$ и $\gamma_0 = \gamma_2$.

Формула (9) позволяет определять потенциал любой точки земли при одной сосредоточенной нагрузке, приложенной к рельсу в начале координат. На основании принципа суперпозиции при произвольном числе и расположении нагрузок потенциал в земле

$$\varphi_2 = -\frac{\alpha}{2\pi\gamma_2} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n I_{ij} \Omega[\alpha_1'(x - x_i), \alpha \sqrt{z_j^2 + y^2}],$$

где I_{ij} — ток i -й нагрузки на j -й рельсовой нити; x_i — координата приложения нагрузки I_{ij} ; $\sqrt{z_j^2 + y^2}$ — расстояние рассматриваемой точки в земле до j -й рельсовой нити. Таким образом, решение задачи по расчету электрического поля блуждающих токов в непосредственной близости от рельса можно найти, заменив балластную призму сплошным проводящим слоем и рассчитав распределение потенциала в полученной двухслойной среде с плоской границей раздела.

Благодаря малой толщине первого слоя (балласта) и большому количеству точек стекания тока потенциал в земле при заданном коэффициенте затухания рельсовой цепи практически не зависит от проводимости материала балласта, а полностью определяется проводимостью земли.

Приложение 1. О возможности замены балластной призмы сплошным слоем. Рассмотрим электрическое поле, создаваемое током, стекающим с бесконечно длинного цилиндрического проводника, лежащего на поверхности двухслойной среды. Проводимость верхнего слоя γ_1 , нижнего — γ_2 ; толщина верхнего слоя h ; линейная плотность стекающего с проводника тока I_0 .

Поле бесконечно длинного проводника, расположенного в сплошной однородной среде, описывается следующим выражением [Л. 2]:

$$\varphi_0 = -\frac{I_0}{2\pi\gamma} \ln r + \text{const.}$$

Тогда на основании метода зеркальных отражений потенциал в верхнем слое двухслойной среды

$$\varphi_1 = -\frac{I_0}{\pi\gamma_1} \left\{ \ln \sqrt{y^2 + z^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \beta^n [\ln \sqrt{z^2 + (y + 2nh)^2} + \ln \sqrt{z^2 + (y - 2nh)^2}] \right\} + c,$$

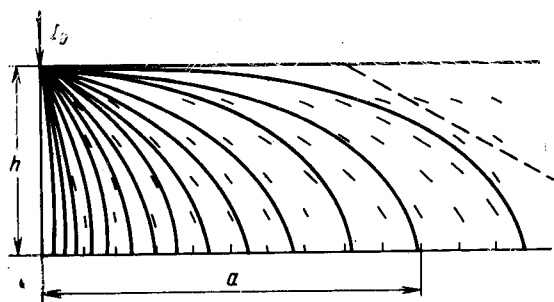


Рис. 4.

а составляющие плотности тока

$$\partial_z = -\gamma_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial z} = \frac{I_0 z}{\pi} \left\{ \frac{1}{z^2 + y^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \beta^n \left[\frac{1}{z^2 + (y + 2nh)^2} + \frac{1}{z^2 + (y - 2nh)^2} \right] \right\}, \quad (\text{П-1})$$

$$\partial_y = -\gamma_1 \frac{\partial \varphi}{\partial y} = \frac{I_0}{\pi} \left\{ \frac{y}{z^2 + y^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \beta^n \left[\frac{y + 2nh}{z^2 + (y + 2nh)^2} + \frac{y - 2nh}{z^2 + (y - 2nh)^2} \right] \right\}. \quad (\text{П-2})$$

Картина поля в первом слое, рассчитанная по формулам П-1 и П-2 для случая $\gamma_2/\gamma_1 = 50$, показана на рис. 4. Короткие отрезки прямых на рисунке являются отрезками касательных к силовым линиям поля.

Найдем величину тока I_a , заключенного внутри трубки тока, поперечный размер которой на границе раздела сред равен $2a$ (рис. 4):

$$I_a = \int_S \delta_y / y = h dS, \quad (\text{П-3})$$

где S — площадка на границе раздела сред, имеющая длину, равную единице, и ширину $2a$.

Подставляя в П-3 значение δ_y при $y=h$, найдем:

$$I_a = \frac{2I_0}{\pi} \left\{ \arctg \frac{a}{h} + \sum_{n=1}^{\infty} \beta^n \left[\arctg \frac{a}{(2n+1)h} - \arctg \frac{a}{(2n-1)h} \right] \right\}. \quad (\text{П-4})$$

Ниже представлена зависимость $\frac{I_a}{I_0}$ от $\frac{a}{h}$ при $\frac{\gamma_2}{\gamma_1} = 50$:

a/h	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
I_a/I_0	0	0,45	0,731	0,872	0,938	0,969	0,984	0,990	0,994

Картина электрического поля и приведенные выше данные показывают, что уже при $\gamma_2/\gamma_1 = 50$ ток не стремится распространяться по первому слою, а линии плотности тока как бы вытягиваются в нижний слой, обладающий гораздо большей проводимостью. На практике отношение γ_2/γ_1 еще больше и практически весь ток, стекающий с проводника, охватывается трубкой тока, вписывающейся в поперечное сечение балластной призмы (контур сечения балластной призмы показан на рис. 4 пунктирной линией). Расположенные справа и слева от нее части, дополняющие ее до сплошного слоя, в проведении тока практически участия не принимают и могут быть отброшены, что доказывает правомерность допущения, сделанного в работе.

Приложение II. При соизмеримости расстояния между электродами с их размерами присутствие проводящего тела, поверхность которого является эквипотенциальной, вблизи заземлителя с током может привести к искажению поля послед-

z, мм	Потенциал, в			
	Пластины a и b отсутствуют		Пластины a и b касаются электролита	
	y = 0	y = 50 мм	y = 0	y = 50 мм
48	14,5	8,8	15	8,7
68	9,4	7,3	9,5	7,15
88	7,1	6,2	7,2	5,95
108	5,8	5,25	5,7	5,05
128	4,8	4,58	4,8	4,35
148	4,1	3,95	4,05	3,81
198	3	3	3	2,83
248	2,35	2,32	2,3	2,25
298	1,92	1,92	1,9	1,88
348	1,64	1,63	1,63	1,63

него. Допущение о том, что в рассматриваемых условиях поле тока, стекающего с одной пластины, не искажается присутствием остальных проверялось на модели в электролитической ванне научно-исследовательской лаборатории «Электробезопасность на железнодорожном транспорте» МИИТ. Проводилось два опыта: 1) измерение потенциала в различных точках

электролита при стекании тока с расположенной на его поверхности круглой пластины диаметром 67 мм; 2) то же, но при наличии с обеих сторон от электрода с током на расстояниях 90 мм от его оси металлических полос шириной 67 мм и длиной 586 мм (пластина a) и 394 мм (пластина b), соприкасающихся с электролитом. В таблице приведены результаты измерений потенциала вдоль оси Oz на поверхности электролита (y=0) и на глубине y=50 мм.

Приведенные в таблице данные показывают, что при внесении полос a и b поле в электролите на некотором от них расстоянии практически не искажается, что свидетельствует о возможности принимаемого допущения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карякин Р. Н. Гальваническое влияние тяговых сетей переменного тока — «Электричество», 1965, № 8, с. 57—62.
2. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. Ч. III. Теория электромагнитного поля. М., «Энергия», 1969, с. 163.
3. Оллендорф Ф. Токи в земле. Теория заземлений. ГОНТИ, 1932, с. 75.
4. Стрижевский И. В. Теория и расчет дренажной и кадной защиты магистральных трубопроводов от коррозии блуждающими токами. М., Гостехиздат, 1963, с. 82. [10.2.1972]



УДК 621.365.22.001.24

Статистический расчет электрических режимов дуговых электропечных установок

С. В. АЛЕКСЕЕВ и В. Г. ТРЕЙВАС

Москва

Статистический расчет режимов дуговых электропечных установок и, в частности, дуговых сталеплавильных печей (ДСП) позволяет получить уточненные рабочие характеристики печей с учетом статистических характеристик колебаний токов дуг [Л. 1]. Такой расчет позволяет также уточнить экономический эффект, получаемый при усовершенствовании регуляторов положения электродов ДСП [Л. 2] и свойства ДСП как экстремального объекта, что необходимо для построения систем экстремального регулирования электрических режимов [Л. 3].

Статистический расчет при несимметричной схеме замещения. При несимметричной схеме замещения ДСП мощность электрических потерь $P_{п.э}$, активная мощность, потребляемая печью P_a , полезная мощность, поступающая в металл $P_{п.т}$, основные технико-экономические показатели — время расплавления металла T_p , удельный расход электроэнергии $W_{уд}$, стоимость выплавки одной тонны стали C — для детерминированного случая определяются следующими выражениями:

$$P_{п.э} = \sum_{i=A,B,C} I_{di} r_i; \quad (1)$$

$$\begin{aligned} P_a &= \sum_{i=A,B,C} P_{di}(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) + P_{п.э} = \\ &= \sum_{i=A,B,C} P_{di}(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) + I_{di} r_i; \end{aligned} \quad (2)$$

$$P_{п.т} = \sum_{i=A,B,C} P_{di}(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) - P_{п.э}; \quad (3)$$

$$T_p = \frac{\Delta W_{п.т}}{P_{п.т}}; \quad (4)$$

$$W_{уд} = \frac{\Delta W_{п.т}}{G_m P_{п.т}}; \quad (5)$$

$$C = \Gamma + D T_p + E W_{уд}, \quad (6)$$

где $\Delta W_{п.т}$ — количество энергии, которое должно быть передано металлу за время T_p ; G_m — масса жидкого металла; $P_{п.т}$ — мощность тепловых потерь, которую будем полагать постоянной; r_i — активные сопротивления схемы замещения печи ($i=A, B, C$ — индексы фаз); Γ, D, E — коэффициенты, определяемые по среднестоймостным показателям работы печи; $P_{di}(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC})$ — мощности дуг, являющиеся функциями действующих значений токов дуг отдельных фаз I_{di} ($i=A, B, C$).

Функции $P_{di}(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC})$ являются довольно сложными и должны определяться аналитически расчетом несимметричных электрических режимов [Л. 4]. При статистическом задании I_{di} мощности P_{di} , $P_{п.э}$, $P_{п.т}$ и P_a как функции случайных функций $I_{di}(t)$ также должны рассматриваться как случайные функции времени $P_{di}(t)$, $P_{п.э}(t)$, $P_{п.т}(t)$, $P_a(t)$. При условии стационарности этих функций

$$T_p = \frac{\Delta W_{п.т}}{P_{п.т}}; \quad (8)$$

$$W_{уд} = \frac{\Delta W_{п\bar{P}_a}}{G_m \bar{P}_п}, \quad (9)$$

где $\bar{P}_a$, $\bar{P}_п$ — средние значения величин $P_a(t)$, $P_п(t)$.

Статистически определяемая стоимость выплавки одной тонны стали Π задается прежней формулой (6), однако T_p и $W_{уд}$ в ней должны определяться по (8) и (9).

Как показано в [Л. 1], векторную случайную функцию действующих значений токов I_{di} можно приближенно охарактеризовать гауссовым распределением с плотностью вероятности:

$$f(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) = \frac{1}{V(2\pi)^3 |D|} \times \exp \left\{ \frac{1}{2|D|} \begin{vmatrix} D_{AA}D_{AB}D_{AC}I_{дA}^\circ \\ D_{BA}D_{BB}D_{BC}I_{дB}^\circ \\ D_{CA}D_{CB}D_{CC}I_{дC}^\circ \\ I_{дA}^\circ I_{дB}^\circ I_{дC}^\circ 0 \end{vmatrix} \right\}, \quad (10)$$

где $D = \begin{pmatrix} D_{AA} & D_{AB} & D_{AC} \\ D_{BA} & D_{BB} & D_{BC} \\ D_{CA} & D_{CB} & D_{CC} \end{pmatrix}$; D_{ij} — дисперсии и взаимные

дисперсии токов I_{di} и I_{dj} ($i, j = A, B, C$); $I_{di}^\circ = I_{di}$ — m_{ii} ; m_{ii} — математические ожидания токов I_{di} .

Однако формула (10) недостаточно точно отражает действительный закон распределения токов, так как на самом деле токи дуг ограничены пределами от нуля до токов короткого замыкания I_{ki} ($i = A, B, C$).

Более точно величины I_{di} должны характеризоваться ограниченным гауссовым законом распределения, причем пределы ограничения (токи, равные нулю и I_{ki}) несимметричны относительно величин m_{ii} .

Плотность вероятности $f'(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC})$ для ограниченного гауссового закона распределения представим в виде:

$$f'(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) = \begin{cases} \frac{f(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC})}{\xi} & \text{при } I_{di} \in [0, I_{ki}]; \\ 0 & \text{при } I_{di} \notin [0, I_{ki}], \end{cases} \quad (11)$$

где ξ — нормирующий множитель.

Величина ξ находится из условия, что вероятность $P\{I_{дA} < I_{кA}, I_{дB} < I_{кB}, I_{дC} < I_{кC}\}$ равна единице, т. е.

$$\int_0^{I_{кA}} \int_0^{I_{кB}} \int_0^{I_{кC}} f'(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) dI_{дA} dI_{дB} dI_{дC} = 1. \quad (12)$$

Из (10) — (12) получаем:

$$\xi = \frac{1}{V(2\pi)^3 |D|} \int_0^{I_{кA}} \int_0^{I_{кB}} \int_0^{I_{кC}} \times$$

$$\times \exp \left\{ \frac{1}{2|D|} \begin{vmatrix} D_{AA}D_{AB}D_{AC}I_{дA}^\circ \\ D_{BA}D_{BB}D_{BC}I_{дB}^\circ \\ D_{CA}D_{CB}D_{CC}I_{дC}^\circ \\ I_{дA}^\circ I_{дB}^\circ I_{дC}^\circ 0 \end{vmatrix} \right\}. \quad (13)$$

Таким образом, величина ξ зависит от значений m_{ii} .

Принимая средние значения мощностей $\bar{P}_д$, $\bar{P}_{п.э.}$ равными их математическим ожиданиям, найдем эти величины по формуле для математического ожидания функции нескольких случайных аргументов [Л. 5] как тройной интеграл от произведения этих функций на совместную плотность вероятности аргументов I_{di} :

$$\bar{P}_д = \int_0^{I_{кA}} \int_0^{I_{кB}} \int_0^{I_{кC}} \sum_{i=A,B,C} P_{дi}(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) \times f'(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) dI_{дA} dI_{дB} dI_{дC}; \quad (14)$$

$$\bar{P}_{п.э.} = \int_0^{I_{кA}} \int_0^{I_{кB}} \int_0^{I_{кC}} \sum_{i=A,B,C} I_{дi}^2 r_i f'(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC}) \times dI_{дA} dI_{дB} dI_{дC}. \quad (15)$$

Пределы интегрирования берутся от нуля до наибольших значений I_{di} , которые без существенной погрешности можно принять одинаковыми и равными току короткого замыкания $I_{кi}$, определяемому по формулам для симметричной короткой сети.

Средние значения мощностей $\bar{P}_a$ и $\bar{P}_п$ равны:

$$\bar{P}_a = \bar{P}_д + \bar{P}_{п.э.}; \quad (16)$$

$$\bar{P}_п = \bar{P}_д - \bar{P}_{п.т.} \quad (17)$$

Таким образом, $\bar{P}_д$, $\bar{P}_{п.э.}$, $\bar{P}_a$ и $\bar{P}_п$ с помощью (14) — (17) выражаются через математические ожидания m_{ii} (или близкие к ним средние значения $\bar{I}_{di}$) и дисперсии D_{ij} токов I_{di} , входящие в формулу для $f'(I_{дA}, I_{дB}, I_{дC})$. Подставив значения $\bar{P}_a$, $\bar{P}_{п.э.}$ в (8), (9) и (6), получим выражения для T_p , $W_{уд}$, Π в функции $\bar{I}_{di}$ и D_{ij} .

При статистическом расчете рациональных режимов необходимо определить $\bar{I}_{дi}$, при которых имеет место один из следующих возможных режимов работы ДСП [Л. 6]:

- Режим I $T_p = T_{p \min}$;
- Режим II $W_{уд} = W_{уд \min}$;
- Режим III $\Pi = \Pi_{\min}$;
- Режим IV $T_p = T_{p.з.}$; $W_{уд} = W_{уд.м.в.}$;
- Режим V $W_{уд} = W_{уд.з.}$; $T_p = T_{p.м.в.}$;
- Режим VI $\Pi = \Pi_{з.}$; $T_p = T_{p.м.в.}$;
- Режим VII $\Pi = \Pi_{з.}$; $W_{уд} = W_{уд.м.в.}$;
- Режим VIII $P_{п} = P_{п.з.}$; $W_{уд} = W_{уд.м.в.}$.

Здесь величины с индексом «з» обозначают заданное значение того или иного технико-экономического показателя, а с индексом «м.в» — минимально возможное значение одного показателя при заданном значении другого.

Искомые $\bar{I}_{дi}$ могут быть найдены из систем уравнений, аналогичных приведенным в [Л. 6], с тем отличием, что $P_{п}$, T_p , $W_{уд}$ и Π определяются

с учетом случайного характера возмущений по (17), (8), (9) и (6), а частные производные берутся по средним значениям токов $\bar{I}_{\pi i}$.

Для случаев абсолютного экстремума:

Режим I

$$\frac{\partial T_p}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0, \quad i = A, B, C. \quad (18)$$

Режим II

$$\frac{\partial W_{y\pi}}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0, \quad i = A, B, C. \quad (19)$$

Режим III

$$\frac{\partial \Pi}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0, \quad i = A, B, C. \quad (20)$$

Для случаев условного экстремума:

Режим IV

$$\frac{\partial W_{y\pi}}{\partial \bar{I}_{\pi i}} + \lambda \frac{\partial T_p}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0; \quad (21)$$

$$T_p - T_{p.3} = 0, \quad i = A, B, C.$$

Режим V

$$\frac{\partial T_p}{\partial \bar{I}_{\pi i}} + \lambda \frac{\partial W_{y\pi}}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0; \quad (22)$$

$$W_{y\pi} - W_{y\pi.3} = 0, \quad i = A, B, C.$$

Режим VI

$$\frac{\partial T_p}{\partial \bar{I}_{\pi i}} + \lambda \frac{\partial \Pi}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0; \quad (23)$$

$$\Pi - \Pi_3 = 0, \quad i = A, B, C.$$

Режим VII

$$\frac{\partial W_{y\pi}}{\partial \bar{I}_{\pi i}} + \lambda \frac{\partial \Pi}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0; \quad (24)$$

$$\Pi - \Pi_3 = 0, \quad i = A, B, C.$$

Режим VIII

$$\frac{\partial W_{y\pi}}{\partial \bar{I}_{\pi i}} + \lambda \frac{\partial \bar{P}_{\pi}}{\partial \bar{I}_{\pi i}} = 0; \quad (25)$$

$$\bar{P}_{\pi} - P_{\pi.3} = 0, \quad i = A, B, C.$$

Здесь λ — неопределенный множитель Лагранжа, находимый в каждой системе уравнений вместе с тремя другими переменными $\bar{I}_{\pi i}$. Из-за трудности вычисления тройных интегралов в (14) и (15) и получения решения уравнений (18) — (25) в общем виде значения $\bar{I}_{\pi i}$ могут быть найдены из этих уравнений численными методами с использованием ЦВМ.

Статистический расчет электрических режимов при симметричной схеме замещения. Ниже рассмотрим более простую задачу, а именно: пренебрежем несимметрией короткой сети и несимметричным характером возмущений, действующих на каждую фазу.

При симметричной короткой сети и симметричных токах по фазам P_a , $P_{\pi.3}$, P_{π} и P_{π} в функции тока выражаются формулами [Л. 7]:

$$P_a(I_{\pi}) = 3I_{\pi}^2 \sqrt{\frac{U_{\Phi}^2}{I_{\pi}^2} - x^2}; \quad (26)$$

$$P_{\pi.3}(I_{\pi}) = 3I_{\pi}^2 r; \quad (27)$$

$$P_{\pi}(I_{\pi}) = P_a - P_{\pi.3}; \quad (28)$$

$$P_{\pi}(I_{\pi}) = P_{\pi} - P_{\pi.т} = P_a - P_{\pi.3} - P_{\pi.т}, \quad (29)$$

где U_{Φ} — фазное напряжение схемы замещения; r , x — усредненные по фазам активное и индуктивное сопротивления схемы замещения.

Плотность вероятности тока как неограниченной по величине скалярной случайной функции времени имеет вид:

$$f(I_{\pi}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} e^{-\frac{(I_{\pi} - m_I)^2}{2D}}, \quad (30)$$

где D — дисперсия тока I_{π} ; m_I — математическое ожидание тока I_{π} .

При учете ограничения изменений тока I_{π} пределами от нуля до I_{π} плотность вероятности тока характеризуется следующей формулой, которую можно получить как одномерный случай из формул (11) и (13):

$$f'(I_{\pi}) = \begin{cases} \frac{1}{\xi \sqrt{2\pi D}} e^{-\frac{(I_{\pi} - m_I)^2}{2D}} & \text{при } I_{\pi} \in [0, I_{\pi}]; \\ 0 & \text{при } I_{\pi} \notin [0, I_{\pi}], \end{cases} \quad (31)$$

где

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \int_0^{I_{\pi}} e^{-\frac{(I_{\pi} - m_I)^2}{2D}} dI_{\pi}.$$

Подставляя это значение ξ в (31), получаем:

$$f'(I_{\pi}) = \begin{cases} \frac{e^{-\frac{(I_{\pi} - m_I)^2}{2D}}}{\int_0^{I_{\pi}} e^{-\frac{(I_{\pi} - m_I)^2}{2D}} dI_{\pi}} & \text{при } I_{\pi} \in [0, I_{\pi}]; \\ 0 & \text{при } I_{\pi} \notin [0, I_{\pi}]. \end{cases} \quad (32)$$

Используя функцию Лапласа

$$\varphi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{1}{2}t^2} dt,$$

можно представить величину ξ в виде:

$$\xi = \varphi\left(\frac{I_{\pi} - m_I}{\sqrt{D}}\right) - \varphi\left(-\frac{m_I}{\sqrt{D}}\right). \quad (33)$$

В этих формулах математическое ожидание тока m_I может быть приближенно заменено его средним значением $\bar{I}_{\pi}$, а в качестве дисперсии D можно применять ее статистическое значение.

Переход от функции $f(I_{\pi})$ к функции $f'(I_{\pi})$ показан на рис. 1. При этом в диапазоне токов от нуля до I_{π}

$$f'(I_{\pi}) = \frac{f(I_{\pi})}{\xi}.$$

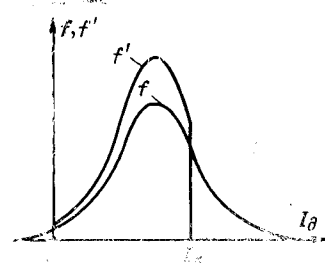


Рис. 1. Функции f и f' .

С учетом (31) и (33) выражение для $\bar{P}_a(\bar{I}_d)$ имеет вид

$$\bar{P}_a(\bar{I}_d) = \int_0^{I_k} P_a(I_d) f'(I_d) dI_d = \frac{3}{\xi \sqrt{2\pi D}} \int_0^{I_k} I_d \times \\ \times \sqrt{U_\phi^2 - I_d^2} e^{-\frac{(I_d - \bar{I}_d)^2}{2D}} dI_d. \quad (34)$$

Этот интеграл не берется в конечном виде, для его вычисления необходимо воспользоваться численными методами.

Выражение для $\bar{P}_{n.э}(\bar{I}_d)$ имеет вид:

$$\bar{P}_{n.э}(\bar{I}_d) = \int_0^{I_k} P_{n.э}(I_d) f'(I_d) dI_d = \\ = \frac{3r}{\xi \sqrt{2\pi D}} \int_0^{I_k} I_d^2 e^{-\frac{(I_d - \bar{I}_d)^2}{2D}} dI_d.$$

Вычисляя входящий в эту формулу интеграл, получаем следующее выражение:

$$\bar{P}_{n.э}(\bar{I}_d) = 3r(D + \bar{I}_d^2) + \frac{3r}{\xi} \sqrt{\frac{D}{2\pi}} \times \\ \times \left[\bar{I}_d e^{-\frac{\bar{I}_d^2}{2D}} - (I_k - \bar{I}_d) e^{-\frac{(I_k - \bar{I}_d)^2}{2D}} \right]. \quad (35)$$

Статистически определяемые величины $\bar{P}_d(\bar{I}_d)$ и $\bar{P}_{n.э}(\bar{I}_d)$ выражаются через $\bar{P}_a(\bar{I}_d)$ и $\bar{P}_{n.э}(\bar{I}_d)$ теми же формулами (28) и (29), которые связывают детерминированные значения этих величин.

Используя (34), (35), (28), (29), (8), (9), (6), можно построить рабочие характеристики ДСП и T_p , $W_{уд}$, Π с учетом случайного характера возмущений

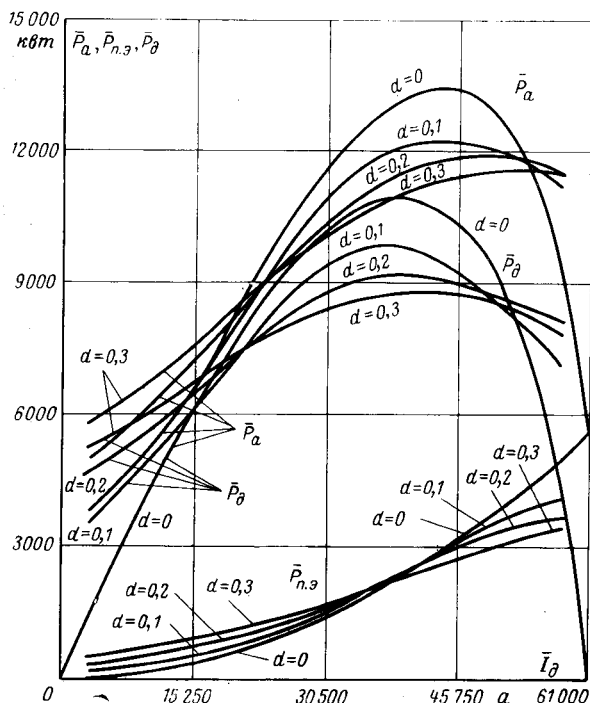


Рис. 2. Рабочие характеристики ДСП при различных дисперсиях токов дуг.

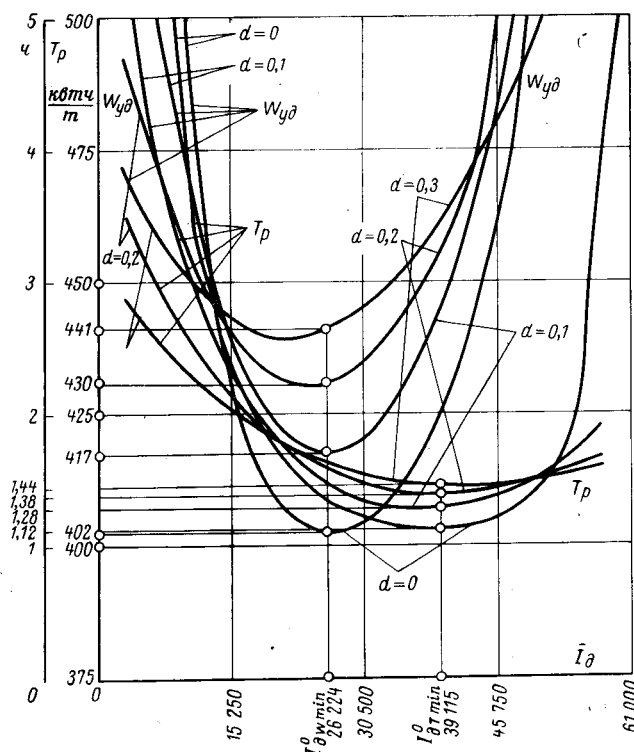


Рис. 3. Кривые времени расплавления и удельного расхода электроэнергии при различных дисперсиях токов дуг.

в функции I_d и D . Дисперсию D удобно выражать в относительных единицах $d = D/D_{\max}$, где $D_{\max} = I_k^2/4$. Величина d может быть определена для каждого участка плавки экспериментально или взята приближенно из [Л. 1], обычно величина d не превышает 0,3.

В качестве примера на рис. 2 приведены рабочие характеристики, а на рис. 3 — кривые T_p и $W_{уд}$ для печи с параметрами: $r = 0,5 \cdot 10^{-3}$ ом, $x = 2,33 \times 10^{-3}$ ом, $\Delta W_{п.т} = 10 500$ кВт·ч, $P_{п.т} = 1 600$ кВт, $G_m = 35$ т, $U_\phi = 145$ в. Расчет проводился на ЦВМ Минск-22 при вычислении интеграла, входящего в (34), использовались квадратурные формулы Гаусса пятого порядка с уточнением по формулам Кронрода. Там же приведены характеристики, рассчитанные по обычным формулам при $d=0$.

По этим кривым можно оценить, насколько увеличивается значение T_p и $W_{уд}$ вследствие дисперсии тока дуги. На рис. 4 для рассмотренного примера приведены кривые, показывающие зависимость от дисперсии в относительных единицах величин:

$$\Delta W_{удD} = \frac{W_{удD} - W_{уд \min}}{W_{уд \min}} \cdot 100\%;$$

$$\Delta T_{pD} = \frac{T_{pD} - T_{p \min}}{T_{p \min}} \cdot 100\%,$$

где $W_{уд \min}$, $T_{p \min}$ — наименьший удельный расход электроэнергии и наименьшее время расплавления при $d=0$ и соответствующих токах $I_{d \min}$ и $I_{d \min}$ (рис. 3); $W_{удD}$, T_{pD} — удельный расход электроэнергии и время расплавления при определенном значении $d \neq 0$ и тех же токах (рис. 3).

Эти кривые определяют технико-экономический эффект от снижения D на определенную величину

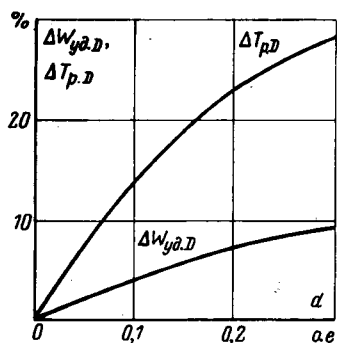


Рис. 4. Влияние дисперсии токов дуг на увеличение времени расплавления и удельного расхода электроэнергии.

в результате усовершенствования регуляторов положения электродов.

Статистический расчет рациональных электрических режимов при симметричной схеме замещения. Рассмотрим сначала режим наименьшего расхода электроэнергии (режим I). При симметричной схеме замещения система (18) переходит в уравнение:

$$\frac{dT_p}{dI_n} = 0, \quad (36)$$

из которого и можно найти ток $\bar{I}_{dTmin}$, соответствующий этому режиму. Учитывая (4), получим следующее уравнение для определения $\bar{I}_{dTmin}$:

$$\frac{d\bar{P}_n}{d\bar{I}_n} = 0. \quad (37)$$

Из (29) получаем уравнение для определения $d\bar{P}_n/d\bar{I}_n$:

$$\frac{d\bar{P}_n}{d\bar{I}_n} = \frac{d\bar{P}_a}{d\bar{I}_n} - \frac{d\bar{P}_{n.э}}{d\bar{I}_n} = 0. \quad (38)$$

Найдем уравнения для отдельных членов этой формулы. Дифференцируя (34) по $\bar{I}_n$ с учетом (33), получаем:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{P}_a}{d\bar{I}_n} = & \frac{3 \int_0^{I_n} I_d^2 \sqrt{U_\phi^2 - I_d^2 x^2} e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2D}} dI_n}{2\sqrt{2\pi D} \xi} + \\ & + \frac{3 \int_0^{I_n} I_n \sqrt{U_\phi^2 - I_d^2 x^2} e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2D}} dI_n \left(e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2D}} - e^{-\frac{\bar{I}_n^2}{2D}} \right)}{2\pi D \xi^2} - \\ & - \frac{3 \bar{I}_n \int_0^{I_n} I_n \sqrt{U_\phi^2 - I_d^2 x^2} e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2D}} dI_n}{\sqrt{2\pi D} \xi}. \end{aligned} \quad (39)$$

Учитывая (34), эту формулу можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{P}_a}{d\bar{I}_n} = & \frac{3 \int_0^{I_n} I_d^2 \sqrt{U_\phi^2 - I_d^2 x^2} e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2D}} dI_n}{D \sqrt{2\pi D} \xi} + \\ & + \frac{\bar{P}_a \left(e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2D}} - e^{-\frac{\bar{I}_n^2}{2D}} \right)}{\sqrt{2\pi D} \xi} - \frac{\bar{I}_n \bar{P}_a}{D}. \end{aligned} \quad (40)$$

Интеграл, входящий в первый член формулы (40), так же как и интеграл, входящий в формулу для $\bar{P}_a$, не вычисляется в конечном виде. Для вычисления этих величин необходимо использовать численные методы.

Дифференцируя (35) по $\bar{I}_n$ с учетом (33), получаем:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{P}_{n.э}}{d\bar{I}_n} = & 6r\bar{I}_n + \frac{3r}{\xi \sqrt{2\pi D}} \times \\ & \times \left\{ (D - \bar{I}_n^2) e^{-\frac{\bar{I}_n^2}{2D}} + [D - (I_n - \bar{I}_n)^2] e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2D}} \right\} - \\ & - \frac{3r}{2\pi \xi^2} \left[\bar{I}_n e^{-\frac{\bar{I}_n^2}{D}} - I_n e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2 + \bar{I}_n^2}{2D}} + \right. \\ & \left. + (I_n - \bar{I}_n) e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{D}} \right]. \end{aligned} \quad (41)$$

Таким образом, задача определения рационального электрического режима по минимуму времени расплавления при заданной дисперсии тока сводится к решению уравнения (38) при определении $d\bar{P}_a/d\bar{I}_n$ и $d\bar{P}_{n.э}/d\bar{I}_n$ по (40) и (41).

Рассмотрим режим наименьшего удельного расхода электроэнергии (режим II). Ток $\bar{I}_{dWmin}$, соответствующий этому режиму, находится из уравнения:

$$\frac{dW_{уд}}{d\bar{I}_n} = 0, \quad (42)$$

являющегося частным случаем уравнения (19).

С учетом (9) и (29) из (42) получим следующее уравнение для определения $\bar{I}_{dWmin}$:

$$(\bar{P}_a - \bar{P}_{n.э} - P_{н.т}) \frac{d\bar{P}_a}{d\bar{I}_n} - \bar{P}_a \left(\frac{d\bar{P}_a}{d\bar{I}_n} - \frac{d\bar{P}_{n.э}}{d\bar{I}_n} \right) = 0. \quad (43)$$

Все входящие в это уравнение величины зависят от среднего значения и дисперсии тока дуги и были определены выше.

Вычисление рациональных электрических режимов при заданной дисперсии тока дуги по формулам (38) и (43) требует использования численных методов для получения величин $\bar{P}_a$ и $\frac{d\bar{P}_a}{d\bar{I}_n}$ в функции $\bar{I}_n$ по формулам (34) и (40). В ряде случаев рациональный электрический режим при заданной дисперсии удобно определять путем поиска экстремума заранее просчитанных по приведенным выше формулам функций $T_p(\bar{I}_n)$ и $W_{уд}(\bar{I}_n)$, $\bar{I}_n$.

Для поиска экстремума этих функций могут быть использованы различные численные методы решения экстремальных задач.

Для приведенного ранее примера токи $\bar{I}_{dTmin}$ и $\bar{I}_{dWmin}$, соответствующие минимуму T_p и $W_{уд}$, а так-

d	0	0,1	0,2	0,3
I_{dTmin}, a	39 110	37 620	39 140	41 550
$T_{pmin}, ч$	1,12	1,27	1,38	1,46
I_{dWmin}, a	26 220	25 950	24 180	22 050
$W_{удmin}, кВт \cdot ч/м$	402,35	417,37	430,62	439,69

же минимальные значения $T_{p\min}$ и $W_{уд\min}$ при разных дисперсиях рассчитаны на IBM путем поиска экстремума функции $T_p(I_d)$ и $W_{уд}(I_d)$ с использованием метода Фибоначи [Л. 8].

Результаты расчета приведены в таблице.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеев С. В., Трейвас В. Г. Статистические характеристики токов дуг дуговых сталеплавильных печей — Изв. вузов, «Электромеханика», 1971, № 1.
2. Орлов В. А. Расчет оптимального регулятора электрического режима дуговой сталеплавильной печи — Изв. вузов, «Электромеханика», 1964, № 9.
3. Алексеев С. В., Трейвас В. Г. Моделирование системы экстремального регулирования электрических режимов дуго-

вых сталеплавильных печей. — В сб.: «Оптимизация металлургических процессов». М., «Металлургия», 1969, вып. 3.

4. Алексеев С. В. Аналитический расчет несимметричных трехфазных цепей с дугами — Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1968, № 2.

5. Пугачев В. С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. М., Физматгиз, 1962.

6. Алексеев С. В. Расчет несимметричных электрических режимов дуговых сталеплавильных печей — «Электротехника», 1965, № 5.

7. Марков Н. А. Электрические цепи дуговых электропечей установок. М., Госэнергоиздат, 1963.

8. Уайлд Д. Дж. Методы поиска экстремума. М., «Наука», 1967.

[3.1.1972]



УДК 621.315.618.9:621.317.333.8

Разрядные напряженности в элегазе при повышенных давлениях

Канд. техн. наук В. Н. БОРИН

Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина

В настоящее время наметилась тенденция к дальнейшему повышению рабочих и испытательных напряжений высоковольтных конструкций, в которых изоляцией служит шестифтористая сера (элегаз). При этом все более актуальной становится необходимость инженерного расчета изоляции таких конструкций. Естественно, эта аппаратура должна конструироваться таким образом, чтобы электростатические поля были относительно однородными. В этом случае наиболее полно используются высокие электроизоляционные свойства элегаза. Изоляционные конструкции с относительно однородным полем характеризуются тем, что коронный разряд в них отсутствует вплоть до завершения пробоя промежутка и, следовательно, электрический разряд происходит сразу после достижения у поверхности электродов напряженности, равной разрядной. Таким образом, знание разрядной (начальной) напряженности приобретает решающее значение при инженерном расчете изоляции газонаполненного оборудования.

Известно, что в воздухе разрядная напряженность является функцией кривизны поверхности электродов, плотности газа. Была экспериментально установлена формула, связывающая эти параметры, — формула Пика. В ряде работ были приняты попытки теоретического обоснования формулы Пика, а также определения начальной напряженности расчетным путем для различных конфигураций электрического поля [Л. 1 и 2]. Были попытки распространить формулу Пика на другие газы, например на элегаз, заменой соответствующих коэффициентов в этой формуле [Л. 3 и 4].

Следует отметить, что теоретическое обоснование формулы Пика и рассмотрение вопроса о начальной напряженности в газе основывается на процессах, происходящих в газовой среде. Экспериментальные данные подтверждают эту формулу при давлениях воздуха до атмосферного.

Однако обширный экспериментальный материал, полученный в нашей стране и за рубежом при ис-

следовании газов при повышенных давлениях (выше атмосферного), убедительно показывает, что в сжатых газах, когда напряженность на поверхности электродов достигает значений приблизительно 200—300 кВ/см, формирование разряда решающим образом связано с процессами у поверхности электродов. Широко известно отклонение зависимости $U=f(pd)$ для воздуха от закона подобия газового разряда уже при напряженностях 100—200 кВ/см, которое многие исследователи связывают с процессами на электродах, наличием предразрядных токов в промежутке.

Последние исследования в воздухе, азоте, а также в элегазе показывают, что в сжатых газах начальные напряженности существенно зависят от чистоты обработки поверхности электродов и материала, из которого они изготовлены, от частиц пыли и более крупных механических загрязняющих частиц, которые осаждаются на поверхность электродов.

Кроме того, указывается на зависимость начальной напряженности от площади электродов и расстояния между ними [Л. 5—8].

Эти факторы являются причиной, вызывающей отклонения начальной напряженности, рассчитанной по формуле Пика, от экспериментальных значений. В элегазе отклонения начальной напряженности от расчетной отмечаются при давлениях 1—2 атм. При давлениях элегаза 5—6 атм в однородном поле начальная напряженность составляет всего 0,5—0,6 от расчетной.

Все вышесказанное показывает, что в сжатых газах расчетный путь определения начальной напряженности в ближайшее время вряд ли будет возможен, поскольку процессы, происходящие на электродах в сжатых газах, вообще, и в элегазе, в особенности, не ясны до сих пор. Поэтому в настоящее время необходимо экспериментальное исследование начальной напряженности в элегазе, которое должно определить ее основные функциональные зависимости.

Можно считать, что начальная напряженность в элегазе при относительно однородном поле и давлениях выше атмосферного в основном зависит от следующих факторов: давления газа; площади электродов; состояния поверхности электродов; материала электродов; расстояния между электродами.

В статье приведены данные по экспериментальному исследованию влияния на начальную напряженность наиболее важных из них: давления газа, площади электродов, а также расстояния между электродами.

Результаты исследований по влиянию некоторых из вышеперечисленных факторов на значение начальной напряженности приведены в [Л. 5—8]. Однако следует отметить, что они выполнялись в специальных условиях при наличии кондиционирования электродов, тщательной очистки элегаза. Использование этих данных в высоковольтной аппаратуре затруднительно. Кроме того, эти исследования, как правило, выполнялись при воздействии постоянного напряжения или напряжения промышленной частоты. Импульсные воздействия, важные с практической точки зрения, применялись крайне ограниченно.

Ниже приведены результаты исследования промежутков: «стержень — плоскость», «сфера — плоскость» коаксиальные цилиндры, плоские электроды. Для промежутка «стержень — плоскость» стержень был выполнен в виде четырехгранного бруска $12,5 \times 12,5$ мм с плоским торцом. Радиусы кривизны поверхности электродов сферической и цилиндрической формы изменялись в пределах от 0,6 до 5,0 см. Исследованный диапазон давлений элегаза составил 1—5,5 ата. Поверхность электродов обрабатывалась по 4—5 классу чистоты, а в ряде случаев полировалась. В качестве материала для электродов использовались медь и нержавеющая сталь.

Исследования выполнялись при воздействии напряжения промышленной частоты и импульсных напряжений 1,5/40 мксек обеих полярностей. Напряжение промышленной частоты прикладывалось плавным подъемом со скоростью примерно 2,0 кВ/сек. Импульсное напряжение прикладывалось ступенчато (по три раза на каждой ступени). Напряжение последующей ступени отличалось от предыдущей примерно на 5%. За разрядное напряжение принималось напряжение, при котором происходил пробой на одном из трех импульсов.

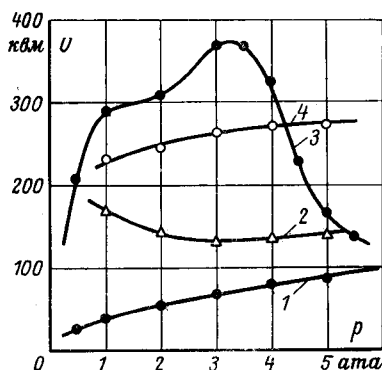


Рис. 1. Разрядное напряжение промежутка «стержень — плоскость» в функции давления элегаза. Расстояние между электродами 80 мм.

1 — начальное напряжение ионизации; 2 — положительный импульс напряжения 1,5/40 мксек; 3 — напряжение промышленной частоты; 4 — отрицательный импульс напряжения 1,5/40 мксек.

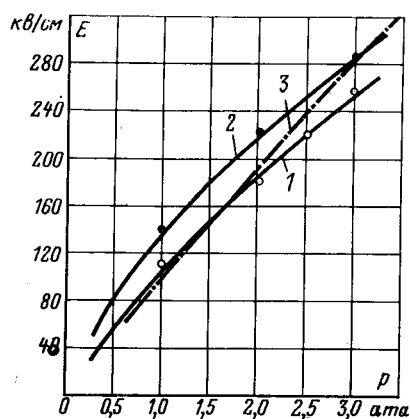


Рис. 2. Зависимость разрядной напряженности от давления элегаза в промежутке «сфера — плоскость». Расстояние между электродами 55 мм; диаметр сферы 61 мм.

1 — отрицательный импульс напряжения 1,5/40 мксек; 2 — положительный импульс напряжения 1,5/40 мксек; 3 — расчет по формуле $E = 89 p \left(1 + \frac{0,175}{\sqrt{p}} \right)$ из [Л. 9].

При каждом давлении элегаза проводилось по 20—25 опытов по определению разрядных напряжений. Экспериментальные зависимости строились по средним значениям полученных разрядных напряжений. Определялись также средние квадратические отклонения разрядных напряжений от средних значений.

Образцы для испытаний помещались в металлическую камеру диаметром 1 000 мм. Для подачи напряжения в камеру использовался элегазовый ввод класса напряжения 110 кВ. Исследования выполнялись при температуре 18—20 °С.

Экспериментальное исследование начальной напряженности в элегазе. На рис. 1—3 приведены зависимости разрядных напряжений и напряженностей от давления элегаза. Полученные результаты показывают, что в промежутке «стержень — плоскость» разрядные напряжения при импульсных воздействиях весьма низкие даже при значительных расстояниях между электродами, причем импульсное разрядное напряжение при положительной полярности меньше, чем при отрицательной. При на-

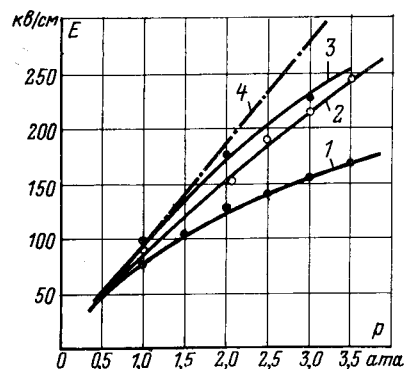


Рис. 3. Зависимость разрядной напряженности от давления элегаза в промежутке «коаксиальные цилиндры 153/65 мм». 1 — напряжение промышленной частоты; 2 — отрицательный импульс напряжения 1,5/40 мксек; 3 — положительный импульс 1,5/40 мксек; 4 — расчет по формуле $E = 89 p \left(1 + \frac{0,175}{\sqrt{p}} \right)$ из [Л. 9].

пряжении промышленной частоты наблюдается известная характерная зависимость разрядного напряжения от давления элегаза.

Следует отметить, что импульсные разрядные напряжения значительно меньше, чем при напряжении промышленной частоты. В области максимума кривой разрядных напряжений это соотношение равно всего 0,35. При импульсных воздействиях разрядное напряжение определяется в основном электростатическим полем промежутка. Выравнивание поля пространственным зарядом импульсной короны не столь значительно, как при воздействии напряжения промышленной частоты. Поэтому даже при значительных расстояниях между электродами разрядные напряжения при импульсном воздействии остаются низкими.

Зависимости начальной напряженности от давления в других промежутках показывают, что имеется некоторое отклонение экспериментальных значений разрядных напряженностей от величин, определяемых законом подобия газового разряда, уже при давлениях 1—2 *ата*. В промежутках с различными коэффициентами использования зависимость начальной напряженности от давления приблизительно одинаковая при одном и том же воздействующем напряжении (импульсное напряжение отрицательной полярности). Для импульсного напряжения положительной полярности эта зависимость сложнее, поскольку соотношение между разрядными напряженностями при положительной и отрицательной полярности изменяется в зависимости от коэффициента использования промежутка. Так для промежутка «сфера — плоскость» при давлении элегаза 3 *ата* соотношение между этими значениями начальных напряженностей изменяется от значения 1,25 для коэффициента использования 0,7 (диаметр сферы 61 *мм*, расстояние между электродами 20 *мм*) до 1,07 для коэффициента использования 0,3 (расстояние между электродами 80 *мм*). При дальнейшем увеличении неоднородности электрического поля это соотношение становится меньше единицы.

При воздействии напряжения промышленной частоты зависимость разрядной напряженности от давления существенно отличается от таковой при импульсном напряжении: имеют место значительно большие отклонения от закона подобия газового разряда.

На рис. 4 приведена зависимость разрядного напряжения от радиуса сферы для промежутка «сфера — плоскость».

По данным рис. 2—4 может быть составлено приближенное выражение для определения разрядной напряженности, которое при импульсном напряжении отрицательной полярности имеет вид, подобный формуле Пика для начальной напряженности в элегазе [Л. 4 и 5]:

$$E = 78,5 p^{0,88} \left(1 + \frac{0,180}{\sqrt{r p}} \right), \quad (1)$$

где E — начальная напряженность, *кв/см*; r — радиус поверхности, *см*; p — давление (плотность) элегаза, *ата*.

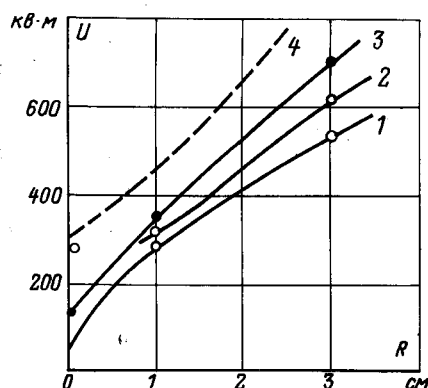


Рис. 4. Разрядные напряжения промежутка «сфера — плоскость» в функции радиуса сферы. Расстояние между электродами 80 *мм*; давление элегаза 3,0 *ата*.

1 — напряжение промышленной частоты (пунктиром начальное напряжение ионизации); 2 — отрицательный импульс напряжения 1,5/40 *мксек*; 3 — положительный импульс напряжения 1,5/40 *мксек*; 4 — трансформаторное масло (импульс напряжения 1,5/40 *мксек*).

Выражение (1) справедливо для давлений элегаза 1—6 *ата* и площади электродов 10^2 — 10^3 *см*². Эффективная площадь электродов цилиндрической или сферической формы может быть оценена по площади поверхности электродов, в пределах которой напряженность составляет приблизительно (0,9—1,0) $E_{\max}$. В (1) отклонения от закона подобия учитываются величиной показателя степени для давления элегаза, равной 0,88 вместо 1,0 в формуле Пика. Указанное значение этого показателя связано с увеличением напряженности на поверхности электродов при возрастании давления газа. Следует отметить, что с (1) хорошо согласуются данные, приведенные в [Л. 9]. Зависимость начальной напряженности от давления элегаза по данным [Л. 9] может быть выражена показателем степени 0,84.

При воздействии импульсов положительной полярности зависимость начальной напряженности от радиуса кривизны поверхности, как уже отмечалось, значительно сложнее, чем в (1). Однако с практической точки зрения наиболее важна именно зависимость начальной напряженности от радиуса кривизны и давления газа при воздействии напряжения отрицательной полярности, которая при относительно однородных полях определяет разрядное напряжение между электродами.

При воздействии напряжения промышленной частоты зависимость начальной напряженности от давления газа существенно сложнее, чем в случае импульсных воздействий, и не может быть выражена формулой, подобной формуле Пика.

Исследования показали, что различная степень чистоты обработки поверхности влияет на разрядную напряженность. Так, при давлении элегаза 3,0 *ата* различие разрядной напряженности для электродов, обработанных по классу чистоты 4 и полированных, составляет 10%.

Влияние материала электродов на начальную напряженность при давлениях элегаза 1—4 *ата* не столь заметно. Различие разрядных напряженностей для медных электродов и электродов из нержавеющей стали находилось в пределах погрешности измерений (3—5%).

Влияние площади электродов. Состояние поверхности электродов и процессы, происходящие у поверхности, важная роль которых в формировании разряда при повышенных давлениях отмечена [Л. 5—8], определяют также влияние площади электродов на величину разрядной напряженности. По данным [Л. 7] в сжатом азоте при напряженностях на поверхности электродов выше 100 кВ/см наблюдается зависимость разрядной напряженности от площади электродов, которая становится значительной с увеличением напряженности электрического поля. Отмечается, что при изменении площади электродов в 10^3 раз значение разрядной напряженности изменяется в 2 раза при давлениях азота 20—30 *ата*. В элегазе при увеличении площади электродов в 10^3 раз начальная напряженность снижается на 50% [Л. 10].

В [Л. 7] указывается также на значительную зависимость разрядной напряженности от межэлектродного расстояния. При изменении расстояния между электродами в 2 раза начальная напряженность изменяется в сжатом азоте в 1,6 раза. Следует отметить, что данная зависимость начальной напряженности от площади электродов и межэлектродного расстояния значительно более сильная, чем зависимость от многих других параметров электродного устройства.

Исследования показали, что зависимость начальной напряженности от межэлектродного расстояния, которая определялась в однородном поле, в пределах исследованных давлений 1—5,5 *ата* оказалась незначительной. Так, при давлении элегаза 5,5 *ата* и изменении расстояния между электродами с 4,0 до 20,0 *мм* разрядная напряженность уменьшается всего лишь на 10%. Это существенно меньше, чем для азота при аналогичных напряженностях электрического поля. Для меньших давлений элегаза зависимость начальной напряженности от расстояния между электродами еще меньше.

Результаты исследования влияния площади электродов на начальную напряженность в элегазе приведены на рис. 5. Эта зависимость соответствует однородному электрическому полю. Площадь электродов изменялась в 100 раз. Полученные зависимости начальной напряженности от площади электродов для различных давлений газа (1,0—3,5 *ата*) показывают, что при давлении элегаза 3,5 *ата* и напряжении промышленной частоты увеличение площади электродов в 10^3 раз приводит к уменьшению начальной напряженности в 1,7 раза. Таким образом наблюдается практически тот же эффект, что и в сжатых воздухе или азоте.

Как видно из рис. 5, зависимость начальной напряженности от давления претерпевает существенные изменения при уменьшении площади поверхности электродов. Для импульсных воздействий показатель степени для давления газа (1) при площадях меньше 100 см^2 приближается к единице. Интересным результатом является также появление значительного коэффициента импульса даже в однородном поле при увеличении площади электродов до 10^3 — 10^4 см^2 и давлениях элегаза 3—3,5 *ата*. Этот факт является непосредственным следствием различной зависимости начальной напряженности от площади электродов при импульсных воздействиях

и при воздействии напряжения промышленной частоты. Следует отметить, что в [Л. 11] также отмечалось, что вольт-секундная характеристика элегазовой изоляции в однородном поле не является горизонтальной, ее наклон увеличивается с ростом давления элегаза.

Полученные зависимости указывают на то, что при площадях электродов 10^5 см^2 и более начальная напряженность может быть уже практически независимой от площади электродов. Подобная тенденция согласуется с данными [Л. 7].

Анализ результатов. Приведенные выше экспериментальные данные показывают, что в элегазе при давлениях, которые могут представлять интерес для высоковольтной аппаратуры, имеет место отклонение от закона подобия газового разряда в зависимости начальной напряженности от давления газа. Очевидно, что подобное отклонение связано с возрастающей ролью процессов на электродах.

С увеличением давления (плотности) газа роль искажений на поверхности электродов возрастает, так как объем поля, в котором может происходить ионизация, становится достаточным для образования значительного объемного заряда. В некоторых случаях разряд может происходить непосредственно с этого локального искажения. Так, при давлении элегаза 5,5 *ата*, как показывает расчет, разряд может быть вызван искажением поля, которое создается, например, выступом размером 170 (коэффициент усиления поля 2,0) или 55 *мкм* (коэффициент усиления поля 3,0). Коэффициент усиления поля определяет увеличение напряженности поля на поверхности локального искажения. Этот коэффициент определялся по формуле из [Л. 12]:

$$f = \frac{c^2}{ab^2 \left(\operatorname{Arth} \frac{c}{a} - \frac{c}{a} \right)}. \quad (2)$$

Форма локального искажения была принята в виде вытянутого полуэллипсиса вращения.

Частицы пыли, всегда имеющиеся в газе и осаждающиеся на поверхности электродов, также приводят к искажению электрического поля, которое может быть достаточным, чтобы вызвать ионизационные процессы (частицы размером 5—10 *мкм* с коэффициентом усиления поля около 5—10). Однако сравнение экспериментальных данных с расчетными указывает на то, что подобные искажения поля не являются определяющими при формировании разряда.

При давлении элегаза 3—5 *ата* напряженность на поверхности катода достигает значений 200—400 *кВ/см*, которые вполне достаточны для появления значительной автоэлектронной эмиссии (с учетом искажений на поверхности катода). По данным [Л. 13] с поверхности электродов из меди при напряженности уже 37 *кВ/см* автоэлектронная эмиссия с площади электродов $1,23 \text{ см}^2$ составляет 5×10^5 электронов в секунду. Такая интенсивность автоэлектронной эмиссии может оказывать значительное влияние на развитие процессов в объемах электрического поля, усиленных локальными искажениями.

Интенсивность автоэлектронной эмиссии зависит от наличия оксидных пленок на поверхности материала катода. По-видимому, влияние материала электродов на начальную напряженность связано с различными свойствами этих пленок.

Зависимость начальной напряженности от площади может быть объяснена следующим образом.

При медленно меняющемся напряжении (напряжение промышленной частоты, постоянное напряжение) имеется всегда время для развития прикатодных процессов. Они могут включать в себя автоэлектронную эмиссию, ионизацию в местах локального усиления поля, перемещение заряженных частиц и объемных зарядов в промежутке. Эти процессы приводят к локальным искажениям поля промежутка, нестабильным во времени и в конечном счете оказывающимся достаточными для развития разряда.

Как показывают экспериментальные исследования, время, за которое электрическая прочность промежутка может снизиться за счет таких искажений, исчисляется десятками микросекунд. Для коротких импульсов характерны более высокие значения начальных напряженностей, поскольку влияние названных выше процессов в большей степени ограничено. Это и предопределяет более слабую зависимость начальной напряженности от площади электродов при импульсных воздействиях.

При увеличении давления элегаза и соответственно напряженности на поверхности электродов возрастает не только интенсивность автоэлектронной эмиссии, но и вероятность формирования разряда непосредственно с микронеровностей на поверхности электродов. Это приводит к тому, что для больших давлений элегаза влияние площади электродов на величину начальной напряженности больше.

Анализ зависимостей начальной напряженности от площади электродов требует решения вопроса о соответствии распределения разрядных напряженностей какому-либо статистическому закону распределения. Это важно, поскольку позволяет оценивать эффект площади расчетным путем.

Для ряда изоляционных сред было показано, что более точно, чем нормальным законом, распределение разрядных напряжений (напряженностей) выражается с помощью двойного показательного закона [Л. 14] (трансформаторное масло, сжатый воздух). Этот статистический закон предполагает, что начальная напряженность (применительно к рассматриваемой изоляции) однозначно определяется искажениями экстремальных размеров на поверхности электродов или в промежутке между электродами.

Однако, как уже отмечалось, наблюдаемые значения начальных напряженностей не могут быть удовлетворительно объяснены только искажениями на поверхности электродов.

Исследования показывают, что распределение значений начальной напряженности характеризуется средним квадратическим отклонением 3—5%, причем с увеличением площади электродов среднее квадратическое отклонение имеет тенденцию к уменьшению. Если учесть это значение среднего квадратического отклонения, то тогда эффект уве-

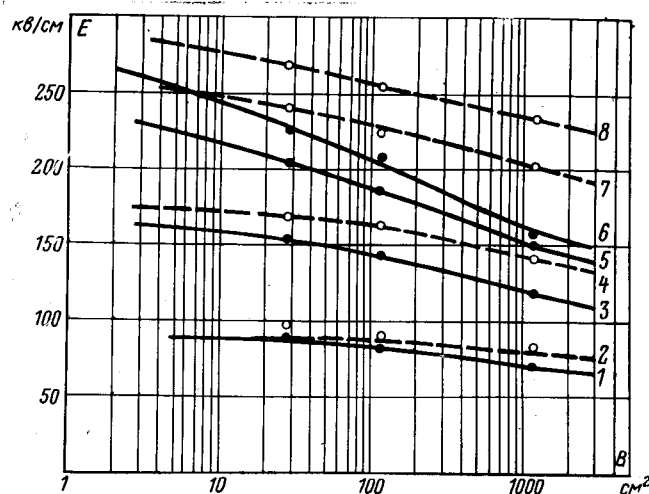


Рис. 5. Зависимость разрядной напряженности в элегазе от площади электродов для однородного поля.

— — — импульс напряжения 1,5/40 мксек; — — — напряжение промышленной частоты.
1, 2 — давление элегаза 1,0 атм; 3, 4 — давление элегаза 2,0 атм; 5, 7 — давление элегаза 3,0 атм; 6, 8 — давление элегаза 3,5 атм.

личения площади, например в 10^3 раз, выразится согласно двойному показательному закону снижением начальной напряженности на 35%. В то же время по экспериментальным данным (рис. 5) снижение начальной напряженности составляет 45% (давление элегаза 3,5 атм). Таким образом, двойной показательный закон не дает удовлетворительной оценки эффекта площади.

Кроме того, экспериментальные данные указывают на тенденцию к слабой зависимости начальной напряженности от площади электродов при больших площадях. Согласно двойному показательному закону наклон зависимости начальной напряженности от площади электродов постоянный и начальная напряженность может снизиться до очень низких значений.

Аналогичные недостатки имеет и логарифмический двойной показательный закон [Л. 5], который наиболее точно описывает разрядные характеристики неочищенного сжатого воздуха при давлениях 16—20 атм.

Ясно, что при создании высоковольтных аппаратов с большой активной поверхностью электродов необходимо более тщательно проводить исследования статистического распределения начальной напряженности в элегазе, которое наиболее точно позволило бы рассчитывать снижение начальной напряженности при увеличении площади электродов.

Вывод. При давлениях элегаза выше атмосферного, а также при размерах площади электродов и их чистоты обработки, характерных для практических случаев, расчет начальной напряженности, основанный на учете только основных элементарных процессов в газе, не дает удовлетворительного согласия с экспериментальными данными. Отклонения экспериментальных данных от расчетных вызваны предразрядными процессами на электродах. Эти процессы изучены в настоящее время слабо, поэтому необходимы дальнейшие экспериментальные исследования начальной напряженности в элегазе при повышенных давлениях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бортник И. М. К обоснованию формулы Пика — ЖТФ, 1964, № 1, XXXIV, с. 731—737.
2. Разевиг Д. В. Начальные напряжения газового разряда в электрических полях различной конфигурации — «Электричество», 1970, № 8, с. 14—19.
3. Сысоев М. И. Перспективы применения элегаза как изоляции в высоковольтных аппаратах — «Электротехника», 1963, № 10, с. 19—22.
4. Борин В. Н. Изоляция элегазовых вводов — «Электротехника», 1967, № 9, с. 43—45.
5. Сысоев М. И. Статистический метод определения электрической прочности изоляции воздушнонаполненных аппаратов — «Электричество», 1962, № 8, с. 52—56.
6. Sysoev M. I., Jakovlev V. V. Peculiarities of compressed air breakdown in uniform field. International Conference Publications, 1970, № 70, London.
7. Cookson A. H. Electrical breakdown for uniform fields in compressed gases — «Proc. IEE», 1970, № 1, v. 177, pp. 296—297.

8. McAlpine J. M. K., Cookson A. H. Impulse breakdown of compressed gases between dielectric — covered electrodes — «Proc. IEE», № 3, v. 117, pp. 646—652.
9. Nitta T., Jamada N., Arahata J. Characteristics of Sulphur Hexafluoride as an Insulating Medium. «Mitsubishi Denki Gicho», 1970, № 9, v. 44, p. 1133—1142.
10. Milhacy M. J. Pressurized SF₆ mixture as the insulating medium for high power system components. Proceedings of the 8th electrical insulation conference IEE, Publ. 68 C6-E1, 1968.
11. Nitta T., Kawane K., Jamada N. Electrical Breakdown Characteristics of Sulphur Hexafluoride — «Mitsubishi Denki Gicho» 1965, № 8, v. 39, pp. 7—12.
12. Резвых К. А. Расчет электростатических полей в аппаратуре высокого напряжения, М., «Энергия», 1967, 121 с.
13. Jones L., Morgan C. Surface films and field emission of electrons. Proceedings of the Royal Society, Section A, 218, № 1132, 1953.
14. Gumbel E. J. Statistical Theory of Extreme Values and Some Practical Applications. National bureau of Standards. Washington, 1954.

[3.3.1972]



УДК 621.3.013.001.24

Исследование электрического поля в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями двух типов

М. А. КАРАПЕТЯН

Ереван

В электроизоляционной технике, различных электротехнологических процессах, в ряде случаев электроконтроля качества (или чистоты) материалов встречаются с явлением воздействия электрического поля на дисперсную систему.

До сих пор исследовалось электрическое поле в дисперсной системе с включениями одной формы и из одного вещества (сферы одинакового диаметра, эллипсоиды одинаковых размеров) без учета [Л. 1 и 2] и с учетом [Л. 3 и 4] взаимного влияния полей поляризованных включений.

Однако трудно представить существование дисперсной системы с включениями одинаковой формы и размеров. В реальных дисперсных системах включения имеют всевозможные формы и размеры.

Ниже приводится исследование постоянного электрического поля в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями двух типов и разных веществ.

Введем обозначения: ϵ_3 и γ_3 — абсолютная диэлектрическая проницаемость и удельная электропроводность дисперсной среды; ϵ_1 , γ_1 и ϵ_2 , γ_2 — то же для включений; f_1 и f_2 — объемные концентрации включений.

Поле исследуем для случая, когда внешнее постоянное электрическое поле E_0 — однородное и по направлению совпадает с одной из осей (2а) эллипсоидов; оси 2а всех эллипсоидов обоих типов взаимно параллельны. Последнее условие может иметь место в ламинарном потоке жидкости или газа, уносящем с собой включения, ориентированные в направлении движения, а слабое электрическое поле не в состоянии нарушить эту ориентацию или в некоторых видах электрической изоляции из-за технологии ее нанесения (например, многослойная изоляция).

Взаимное влияние поляризованных включений будет учитываться введением понятия макроскопического действующего поля в неоднородной среде по аналогии с микроскопическим действующим полем в однородном диэлектрике [Л. 5—7]. Составляющим E_0 , E_1 и E_2 в случае макроскопического действующего поля

$$\vec{E}_d = \vec{E}_0 + \vec{E}_1 + \vec{E}_2 \quad (1)$$

приписывается новый физический смысл. Здесь E_0 — напряженность поля в однородной дисперсионной среде (без включений) с абсолютной диэлектрической проницаемостью ϵ_3 ; E_1 — напряженность поля в центре лоренцевой сферы, вызванной поляризованными включениями, находящимися вне этой сферы; E_2 — напряженность поля в центре лоренцевой сферы, обусловленной поляризованными включениями, расположенными внутри этой сферы.

В случае однородной концентрации включений обоих типов (произвольной величины) имеем:

$$E_1 = P_3 / 3\epsilon_3; \quad (2)$$

$$E_2 = 0. \quad (3)$$

Выражение (3) не является неожиданным. Подобный результат получен в [Л. 5] при рассмотрении микроскопического диполь-дипольного взаимодействия в двухвалентном веществе кристаллического строения, где распределение диполей строго однородное.

Таким образом, независимо от величины концентрации однородно распределенных включений в дисперсной системе макроскопическое действующее поле определяется выражением:

$$E_d = E_0 + P_3 / 3\epsilon_3. \quad (4)$$

Здесь P_B — поляризованность включений в дисперсной системе;

$$P_B = (v_1 - 1)p_1 + (v_2 - 1)p_2, \quad (5)$$

где p_1 и p_2 — электрические моменты поляризованных эллипсоидов первого и второго типа; v_1 и v_2 — числа эллипсоидов в единице объема дисперсной системы.

Вычитанием единицы из v_1 и v_2 исключается учет влияния диполя на самого себя. В дисперсных системах $v_1 \gg 1$ и $v_2 \gg 1$. Поэтому (5) можно переписать в виде:

$$P_B = v_1 p_1 + v_2 p_2. \quad (6)$$

При $v_1 = v_2 = 1$ согласно (5) имеем: $P_B = 0$ и $E_d = E_0$.

При этом в первое мгновение наложения внешнего поля E_0 напряженности электрического поля будут [Л. 8]:

$$\left. \begin{aligned} E_1(0) &= \frac{\epsilon_3 E_0}{\epsilon_3 + (\epsilon_1 - \epsilon_3) N_1}; \\ E_3^{(1)}(0) &= \frac{\epsilon_1 E_0}{\epsilon_3 + (\epsilon_1 - \epsilon_3) N_1}; \\ E_2(0) &= \frac{\epsilon_3 E_0}{\epsilon_3 + (\epsilon_2 - \epsilon_3) N_2}; \\ E_3^{(2)}(0) &= \frac{\epsilon_2 E_0}{\epsilon_3 + (\epsilon_2 - \epsilon_3) N_2}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Здесь E_1 — напряженность электрического поля внутри включений первого типа; E_2 — то же для включений второго типа; $E_3^{(1)}$ — напряженность поля в среде у вершин (по оси $2a_1$ эллипсоида, совпадающей по направлению с вектором $\vec{E}_0$) включений первого типа; $E_3^{(2)}$ — то же у вершин включений второго типа (по оси $2a_2$); N_1 и N_2 — коэффициенты деполаризации эллипсоидов по осям $2a_1$ и $2a_2$ соответственно [Л. 3 и 9].

В дисперсной системе взаимным влиянием полей поляризованных включений пренебречь нельзя.

Заменив E_0 в (7) на $E_d(0)$ из (4) и (6) получим соответствующие выражения напряженностей электрического поля при учете влияния поляризованных включений. После ряда преобразований, связанных с введением в (7) электрических моментов включений, получим:

$$\left. \begin{aligned} E_1(0) &= E_0 + \frac{v_2 p_2(0)}{3\epsilon_3} - \frac{(1-f_1) N_1 p_1(0)}{\frac{4}{3} \pi a_1 b_1 c_1 \epsilon_3}; \\ E_3^{(1)}(0) &= E_0 + \frac{v_2 p_2(0)}{3\epsilon_3} + \frac{1 - (1-f_1) N_1}{\frac{4}{3} \pi a_1 b_1 c_1 \epsilon_3} p_1(0); \\ E_2(0) &= E_0 + \frac{v_1 p_1(0)}{3\epsilon_3} - \frac{(1-f_2) N_2 p_2(0)}{\frac{4}{3} \pi a_2 b_2 c_2 \epsilon_3}; \\ E_3^{(2)}(0) &= E_0 + \frac{v_1 p_1(0)}{3\epsilon_3} + \frac{1 - (1-f_2) N_2}{\frac{4}{3} \pi a_2 b_2 c_2 \epsilon_3} p_2(0); \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где

$$f_1 = \frac{4}{3} \pi a_1 b_1 c_1 v_1; \quad f_2 = \frac{4}{3} \pi a_2 b_2 c_2 v_2.$$

Уравнения (8) верны при условии, что

$$\left. \begin{aligned} p_1(0) &= \frac{4}{3} \pi a_1 b_1 c_1 \epsilon_3 \frac{\epsilon_1 - \epsilon_3}{\epsilon_3 + (\epsilon_1 - \epsilon_3) N_1} E_d(0); \\ p_2(0) &= \frac{4}{3} \pi a_2 b_2 c_2 \epsilon_3 \frac{\epsilon_2 - \epsilon_3}{\epsilon_3 + (\epsilon_2 - \epsilon_3) N_2} E_d(0). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Совместное решение уравнений (9) с учетом (4) и (6) (при $t=0$) дает следующие результаты:

$$\left. \begin{aligned} p_1(0) &= \frac{4\pi}{3} a_1 b_1 c_1 \epsilon_3 m_1 E_0 \frac{3 + f_2 m_2}{3 - \frac{1}{3} f_1 f_2 m_1 m_2}; \\ p_2(0) &= \frac{4\pi}{3} a_2 b_2 c_2 \epsilon_3 m_2 E_0 \frac{3 + f_1 m_1}{3 - \frac{1}{3} f_1 f_2 m_1 m_2}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} m_1 &= \frac{\epsilon_1 - \epsilon_3}{\epsilon_3 + (\epsilon_1 - \epsilon_3)(1-f_1) N_1}; \\ m_2 &= \frac{\epsilon_2 - \epsilon_3}{\epsilon_3 + (\epsilon_2 - \epsilon_3)(1-f_2) N_2}. \end{aligned} \quad (11)$$

В отличие от [Л. 3] в (7) учтена зависимость электрического момента от объема частицы [Л. 2].

Поскольку часто $f_1 \ll 1$, $f_2 \ll 1$, то вторыми членами в знаменателях уравнений (10) можно пренебречь.

Подставив (10) в (8), получим выражения для напряженностей электростатического поля:

$$\left. \begin{aligned} E_1(0) &= [(1 - m_1 N_1)(1 + D_2) + (1 + 2D_2) D_1] E_0; \\ E_3^{(1)}(0) &= [1 + m_1(1 + D_2) - m_1 N_1(1 + D_2) \times \\ &\quad \times (1 - f_1) + (1 + D_1) D_2] E_0; \\ E_2(0) &= [(1 - m_2 N_2)(1 + D_1) + (1 + 2D_1) D_2] E_0; \\ E_3^{(2)}(0) &= [1 + m_2(1 + D_1) - m_2 N_2(1 + D_1) \times \\ &\quad \times (1 - f_2) + (1 + D_2) D_1] E_0, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$D_1 = \frac{1}{3} f_1 m_1; \quad D_2 = \frac{1}{3} f_2 m_2.$$

В реальных условиях поле нельзя считать электростатическим, поскольку включения и среда обладают определенной проводимостью. В установившемся режиме электрические моменты включений и отмеченные выше напряженности будут определяться проводимостями. По известной аналогии для установившихся значений электрических моментов можно написать:

$$\left. \begin{aligned} p_1(\infty) &= \frac{4\pi}{3} a_1 b_1 c_1 \epsilon_3 E_0 \frac{3 + f_2 n_2}{3 - \frac{1}{3} f_1 f_2 n_1 n_2}; \\ p_2(\infty) &= \frac{4\pi}{3} a_2 b_2 c_2 \epsilon_3 E_0 \frac{3 + f_1 n_1}{3 - \frac{1}{3} f_1 f_2 n_1 n_2}, \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} n_1 &= \frac{\gamma_1 - \gamma_3}{\gamma_3 + (\gamma_1 - \gamma_3)(1-f_1) N_1}; \\ n_2 &= \frac{\gamma_2 - \gamma_3}{\gamma_3 + (\gamma_2 - \gamma_3)(1-f_2) N_2}. \end{aligned} \quad (14)$$

Уравнения (8) с учетом (13) представляют собой выражения для напряженностей электрического поля в проводящей неоднородной среде.

Выражения $E_1(\infty)$, $E_3^{(1)}(\infty)$, $E_2(\infty)$ и $E_3^{(2)}(\infty)$ могут быть получены из (12) заменой букв m_1 , m_2 на n_1 , n_2 и D_1 , D_2 на $D_1^{(1)}$, $D_2^{(1)}$, причем

$$D_1^{(1)} = \frac{1}{3} f_1 n_1, \quad D_2^{(1)} = \frac{1}{3} f_2 n_2.$$

В общем случае p_1 , p_2 и, следовательно, напряженности являются функцией времени t . Поэтому в (8) индекс «0» для общего случая должен быть заменен буквой t .

Преимущество преобразованных уравнений (8) заключается в том, что четыре неизвестные напряженности определяются через два электрических момента $p_1(t)$ и $p_2(t)$. С целью определения последних воспользуемся граничным условием для полных плотностей тока у вершин (по направлению поля) включений обоих типов:

$$\left. \begin{aligned} sp_1(s)(s\tau_1 + 1) - sp_2(s) \frac{4\pi}{3} a_1 b_1 c_1 \varepsilon_3 n_1 (s\theta_1 + 1) &= \\ &= \frac{4\pi}{3} a_1 b_1 c_1 \varepsilon_3 n_1 (s\theta_1 + 1) E_0; \\ sp_2(s)(s\tau_2 + 1) - sp_1(s) \frac{4\pi}{3} a_2 b_2 c_2 \varepsilon_3 n_2 (s\theta_2 + 1) &= \\ &= \frac{4\pi}{3} a_2 b_2 c_2 \varepsilon_3 n_2 (s\theta_2 + 1) E_0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_3}{\gamma_1 - \gamma_3}; \quad \theta_2 = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}{\gamma_2 - \gamma_3}; \\ \tau_1 &= \frac{\varepsilon_3 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_3)(1 - f_1)N_1}{\gamma_3 + (\gamma_1 - \gamma_3)(1 - f_1)N_1}; \\ \tau_2 &= \frac{\varepsilon_3 + (\varepsilon_2 - \varepsilon_3)(1 - f_2)N_2}{\gamma_3 + (\gamma_2 - \gamma_3)(1 - f_2)N_2}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

После совместного решения уравнений в знаменателях дробей $p_1(s)$ и $p_2(s)$ получается многочлен вида:

$$H(s) = s \{ s^2 (\tau_1 \tau_2 - D \theta_1 \theta_2) + s [\tau_1 + \tau_2 - D(\theta_1 - \theta_2)] + + 1 - D \}, \quad (17)$$

где

$$D = \frac{1}{9} f_1 f_2 n_1 n_2.$$

При любом соотношении между параметрами включений и дисперсной среды и при не сильно вытянутых эллипсоидах $\tau_1 \geq \theta_1$, $\tau_2 \geq \theta_2$ и $D \ll 1$. Поэтому с достаточной точностью можно считать, что

$$H(s) = s [s^2 \tau_1 \tau_2 + s(\tau_1 + \tau_2) + 1]. \quad (18)$$

Таким образом, для мгновенных значений электрических моментов включений получаем:

$$\left. \begin{aligned} p_1(t) &= \frac{4\pi}{3} a_1 b_1 c_1 \varepsilon_3 n_1 E_0 \left[1 - \frac{\tau_1 - \theta_1}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{3} f_2 n_2 (1 + Q_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + Q_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \right]; \\ p_2(t) &= \frac{4\pi}{3} a_2 b_2 c_2 \varepsilon_3 n_2 E_0 \left[1 - \frac{\tau_2 - \theta_2}{\tau_2} e^{-\frac{t}{\tau_2}} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{3} f_1 n_1 (1 + Q_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + Q_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \right], \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где

$$Q_1 = \frac{(\tau_1 - \theta_1)(\tau_1 - \theta_2)}{\tau_1(\tau_2 - \tau_1)}; \quad Q_2 = \frac{(\tau_2 - \theta_1)(\tau_2 - \theta_2)}{\tau_2(\tau_1 - \tau_2)}. \quad (20)$$

Из (16) следует, что постоянные времени установления поля τ_i определяются параметрами ε_i , γ_i веществ данного включения и среды, а также формой и размерами частицы включения. Это и естественно, так как включения со всех сторон окружены дисперсной средой, а в линейных системах τ не зависит от величины и формы действующего поля.

Подставив (19) в (8), получим временные зависимости интересующих нас напряженностей.

Сопоставление (16) и (19) с соответствующими уравнениями [Л. 3] приводит к выводу, что при одном типе включений переходный процесс установления поля в дисперсной системе определяется одной постоянной времени, в случае включений двух типов — двумя постоянными времени.

Таким образом, с каждым видом включений, иначе, с каждым типом неоднородности среды связана своя постоянная времени, что приводит к усложнению переходного процесса установления поля. Эти соображения согласуются с известным положением физики диэлектриков [Л. 7], согласно которому закон спада абсорбционного тока $\varphi(t)$ представляет собой сумму экспоненциальных функций с различными постоянными времени

$$\varphi(t) = \sum n_i \Delta \tau_i e^{-t/\tau_i},$$

где $n_i \Delta \tau_i$ — «удельный вес» каждого из членов суммы.

Плотность абсорбционного тока у вершины эллипсоида первого типа имеет вид:

$$\delta_{1a}(t) = \varepsilon_1 \frac{\partial E_1(t)}{\partial t} = A e^{-t/\tau_1} + B e^{-t/\tau_2}, \quad (21)$$

где «удельные веса» равны:

$$\left. \begin{aligned} A &= (\tau_1 - \theta_1)(\gamma_1 \tau_1 - \varepsilon_1) \left[(1 - f_1) n_1 N_1 + \right. \\ &\quad \left. + (2D'_{\tau_2} - n_1 N_1) D'_{\tau_1} \frac{\tau_1 - \theta_2}{\tau_2 - \tau_1} \right] / \tau_1^2; \\ B &= (\tau_2 - \theta_1)(\gamma_1 \tau_2 - \varepsilon_1) \left[D'_{\tau_2} - (2D'_{\tau_2} - \right. \\ &\quad \left. - n_1 N_1) D'_{\tau_1} \frac{\tau_2 - \theta_1}{\tau_1 - \tau_2} \right] / \tau_2^2. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Аналогичные выражения получаются и для плотности абсорбционного тока у вершины включения второго типа.

Из (19) и (21) следует, что переходный процесс установления поля в любом участке дисперсной системы определяется формой, ориентацией и параметрами веществ всех включений (ε_i , γ_i) и среды (ε_c , γ_c).

Совпадение выражений для постоянных времени установления электрического поля дисперсной системы с включениями одного и двух типов приводит к выводу, что k -я постоянная времени дис-

персной системы с включениями n типов ($n > k$) будет иметь вид:

$$\tau_k = \frac{\epsilon_c - (\epsilon_k - \epsilon_c)(1 - f_k)N_k}{\gamma_c + (\gamma_k - \gamma_c)(1 - f_k)N_k} \quad (23)$$

В качестве примера рассчитаем электрическое поле в трансформаторном масле, содержащем сферические включения воды и воздуха (см. таблицу).

№ п/п	Обозначения величин	Числовые значения
1	ϵ	$\epsilon_1 \approx 82\epsilon_0$; $\epsilon_2 \approx \epsilon_0$; $\epsilon_3 \approx 2\epsilon_0$
2	γ , см/м	$\gamma_1 = 10^{-2}$; $\gamma_2 = 10^{-14}$; $\gamma_3 = 10^{-11}$
3	N , f	$N_1 = N_2 = 1/3$; $f_1 = f_2 = 5 \cdot 10^{-2}$
4	a , м	$a_1 = a_2 = 10^{-5}$
5	τ и θ , сек	$\tau_1 = 7,7 \cdot 10^{-8}$; $\tau_2 = 2,2$; $\theta_1 = 7,1 \cdot 10^{-8}$; $\theta_2 = 0,9$
6	m , n	$m_1 = 3,1$; $m_2 = -0,6$; $n_1 = 3,3$; $n_2 = -1,4$
7	$E(0)$	$E_1(0) = 0,076E_0$; $E_3^{(1)}(0) = 3,1E_0$; $E_2(0) = 1,4E_0$; $E_3^{(2)}(0) = 0,73E_0$
8	$E(\infty)$	$E_1(\infty) = 0,08E_0$; $E_3^{(1)}(\infty) = 3,2E_0$; $E_2(\infty) = 1,6E_0$; $E_3^{(2)}(\infty) = 0,077E_0$
9	E_1 , $E_3^{(1)}$	$E_1(0) = 0,08E_0$; $E_1(\infty) = 0,02E_0$; $E_3^{(1)}(0) = 3,2E_0$; $E_3^{(1)}(\infty) = 3,3E_0$
10	E_1 , $E_3^{(1)}$	$E_1(0) = 0,07E_0$; $E_1(\infty) = 3 \cdot 10^{-9}E_0$; $E_3^{(1)}(0) = 2,9E_0$; $E_3^{(1)}(\infty) = 3E_0$
11	E_2 , $E_3^{(2)}$	$E_2(0) = 1,2E_0$; $E_2(\infty) = 1,4E_0$; $E_3^{(2)}(0) = 0,58E_0$; $E_3^{(2)}(\infty) = -0,005E_0$
12	E_2 , $E_3^{(2)}$	$E_2(0) = 1,3E_0$; $E_2(\infty) = 1,5E_0$; $E_3^{(2)}(0) = 0,6E_0$; $E_3^{(2)}(\infty) = 1,5 \cdot 10^{-3}E_0$

Естественно было предположить, что векторы электрических моментов шарика воды и пузырька воздуха имеют противоположные направления, поскольку $\epsilon_1 > \epsilon_3$, $\gamma_1 > \gamma_3$, тогда как $\epsilon_2 < \epsilon_3$, $\gamma_2 < \gamma_3$. Интересно, что если $p_1(0) \approx p_1(\infty)$, то $p_2(\infty)$ превосходит $p_2(0)$ более чем в 2 раза. Это объясняется тем, что если $\epsilon_1 \gg \epsilon_3$ и $\gamma_1 \gg \gamma_3$, то $\epsilon_2 \approx \epsilon_3$, а $\gamma_2 \ll \gamma_3$.

Отрицательный знак момента p_2 существенно изменяет суммарное поле взаимного влияния.

С целью полного анализа характера поля взаимного влияния в таблице приведены результаты расчета напряженностей для следующих частных случаев:

в масле имеются только капельки воды прежней концентрации: учитывается поле взаимного влияния поляризованных включений (№ 9);

предыдущий случай; однако не учитывается поле взаимного влияния (№ 10);

в масле имеются только пузырьки воздуха: взаимное влияние полей поляризованных воздушных пузырьков учитывается (№ 11);

предыдущий случай; однако взаимным влиянием пренебрегаем (№ 12).

Таким образом, для каждой из четырех напряженностей получены по шесть числовых значений (по три для $t=0$ и $t=\infty$).

Напряженности электрического поля внутри капелек воды $[E_1(0), E_1(\infty)]$ и в масле на границе с ними $[E_3^{(1)}(0), E_3^{(1)}(\infty)]$ достигают наибольшего значения при учете взаимного влияния, но при отсутствии воздушных пузырьков. При этом поле взаимного влияния [см. (2)] наибольшее, поскольку $p_2(t)=0$:

$$E_{1вз}(t) = E_d(t) - E_0 = \frac{\gamma_1}{3\epsilon_3} p_1(t). \quad (24)$$

С появлением в среде воздушных пузырьков поле взаимного влияния уменьшается, так как $p_2(t) < 0$:

$$E_{2вз}(t) = \frac{\gamma_1}{3\epsilon_3} p_1(t) + \frac{\gamma_2}{2\epsilon_3} p_2(t). \quad (25)$$

В нашем примере $\gamma_1 = \gamma_2$, а $p_1(t) > |p_2(t)|$, поэтому $E_{2вз}(t) > 0$. Это приводит к увеличению значений напряженностей по сравнению со случаем, когда взаимное влияние не учитывается.

Интересными оказались результаты расчета напряженности внутри воздушных пузырьков $[E_2(0), E_2(\infty)]$ и в масле на границе с пузырьком $[E_3^{(2)}(0), E_3^{(2)}(\infty)]$. При $t=0$ электрический момент $p_2(0)$ сравнительно не велик, однако при отсутствии капелек воды

$$E_d = E_0 - \frac{\gamma_2}{3\epsilon_3} |p_2(0)| < E_0,$$

и напряженность поля в пузырьке и масле меньше, чем при неучете взаимного влияния ($E_d = E_0$) или при наличии капелек воды.

В установившемся режиме ($t \rightarrow \infty$) с увеличением электрического момента пузырька поле взаимного влияния, обратное к E_0 , настолько увеличивается, что вектор напряженности $E_3^{(2)}(\infty)$ меняет свое направление на противоположное.

Таким образом, учет взаимного влияния полей поляризованных включений в зависимости от параметров последних и среды может привести к существенному увеличению или уменьшению напряженности по сравнению с расчетной величиной без учета этого влияния.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузьмин Д. В. Дипольные моменты диэлектрических и полупроводниковых частиц — ЖТФ, т. 26, 1956 № 9.
2. Джуварлы Ч. М., Вечхайзер Г. В., Штейншрайбер В. Я. Трехосный эллипсоид в электрическом поле при учете проводимости — Изв. АН СССР, «Энергетика и транспорт», 1969. № 1.
3. Карапетян М. А. Перераспределение постоянного тока в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями — «Электричество», 1971, № 10, с. 57—60.
4. Карапетян М. А., Арамян М. А. Синусоидальное поле в дисперсной системе со сферическими включениями. Сб. научных трудов Ереванского политехнического института, т. 32, 1971.
5. Фрелих Г. Теория диэлектриков. Изд-во иностр. лит., 1960.
6. Хиппель А. Р. Диэлектрики и волны. Изд-во иностр. лит., 1960.
7. Сканиви Г. И. Физика диэлектриков. Гостехиздат, 1949.
8. Страттон Дж. А. Теория электромагнетизма. Гостехиздат, 1948.
9. Поливанов К. М. Теоретические основы электрогоники, ч. III. М., «Энергия», 1969.



Прожигание дефектной изоляции кабельных линий большой протяженности

Канд. техн. наук В. В. ПЛАТОНОВ

Ростов-на-Дону

и канд. техн. наук А. А. СЕНЧУКОВ

Новочеркасск

Введение. Прожигание дефектных мест изоляции силовых кабельных линий для снижения переходного сопротивления, как правило, производится установками постоянного тока или резонансными установками.

Для успешного прожигания на постоянном токе необходимо [Л. 1 и 2] обеспечить последовательное снижение напряжения и внутреннего сопротивления источника, что достигается применением одной установки, в которой используются различные схемы соединения обмоток и выпрямителей, или 2—3 установок соответствующих параметров. Последнее приводит к увеличению веса и усложнению эксплуатации, так как переход от работы на одной установке к работе на другой должен производиться без прекращения процесса прожигания и при определенном сопротивлении в месте повреждения. Применение автоматического переключения режимов прожигания не уменьшает числа и веса установок. Кроме того, с увеличением длины и емкости кабельной линии снижается скорость нарастания напряжения на кабеле, что затрудняет прожигание дефектных мест в муфтах с вязким наполнителем.

Резонансные установки обеспечивают эффективное прожигание с применением одной установки, что уменьшает вес и габариты всего устройства. Недостатком резонансных установок является зависимость возбуждаемого напряжения от параметров поврежденного кабеля, что требует регулировки индуктивности и усложняет конструкцию установок. Кроме того, при заданном напряжении прожигания вес резонансной установки пропорционален длине кабельной линии, что ограничивает практическое применение резонансного метода для кабелей длиной до 3—4 км.

В Новочеркасском политехническом институте разработан способ прожигания дефектной изоляции силовых кабельных линий большой протяженности [Л. 3]. Этот способ, названный коммутационным, позволяет прожигать дефектную изоляцию кабелей с помощью одной установки при автоматическом изменении режима в зависимости от переходного сопротивления в месте повреждения.

Сущность коммутационного способа. Источник постоянного тока низкого напряжения присоединяется через дроссель D к поврежденной жиле и оболочке (или другой жиле) кабеля, параллельно которому включены контакты коммутирующего устройства (например, быстродействующий выключатель $BБ$ на рис. 1, а). Последние замыкаются при токе через дроссель, близком нулю, и размыкаются при достижении этим током заданной величины. При замыкании цепи ток нарастает по экспоненциальному закону в соответствии с постоянной времени дросселя, а при размыкании в контуре L , r_d , C (рис. 1, б) возникают свободные синусоидальные затухающие колебания. При этом на реактивных элементах возбуждается высокое напряжение, которое при соответствующих параметрах установки будет достаточным для пробоя дефектной изоляции.

Если напряжение пробоя равно или несколько меньше амплитуды возбуждаемого напряжения $U_C \geq U_{пр}$ (рис. 2), то величина тока в дросселе в момент пробоя близка к нулю и поджвиг дуги от источника питания не произойдет. При этом контакты коммутирующего устройства замыкаются и весь цикл повторяется вновь. Процесс коммутации и посылка импульсов продолжают до тех пор, пока электрическая прочность изоляции в месте повреждения не снизится, а пробой наступает при напряжении $U_{пр}$, меньшем максимального, т. е. когда через дроссель протекает ток того же направления, что и через место повреждения. Последнее создает благоприятные условия для поддержания электрической дуги непосредственно от источника низкого напряжения. Такая

дуга горит весьма устойчиво, так как питается через дроссель с большой индуктивностью.

Вывод основных выражений. При замыкании контактов коммутирующего устройства ток в цепи дросселя начинает нарастать по известному выражению:

$$i = \frac{U}{r_d} \left(1 - e^{-\frac{r_d}{L} t} \right), \quad (1)$$

где U — напряжение источника питания; r_d , L — активное сопротивление и индуктивность дросселя.

Размыкание цепи происходит при достижении током заданной величины:

$$i(t_k) = I_{оп} = k_i \frac{U}{r_d}.$$

Здесь $k_i = 0,4 \div 0,9$ — коэффициент запаса по отношению к установившемуся току дросселя.

Скорость расхождения контактов коммутирующего устройства принимается такой, чтобы электрическая прочность между ними нарастала быстрее, чем напряжение на емкости; в этом случае дуга между контактами не возникает.

Тогда для схемы рис. 1, б уравнения, описывающие переходный процесс, получим в виде:

$$\left. \begin{aligned} i r_d + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 dt &= u; \\ \frac{1}{C} \int i_1 dt &= i_2 r_k; \\ i &= i_1 + i_2, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где r_k и C — активное сопротивление потерь и емкость кабеля.

Заметим, что сопротивление r_k может быть представлено двумя параллельно включенными сопротивлениями r_n и $r_{ш}$, которые соответственно учитывают диэлектрические потери

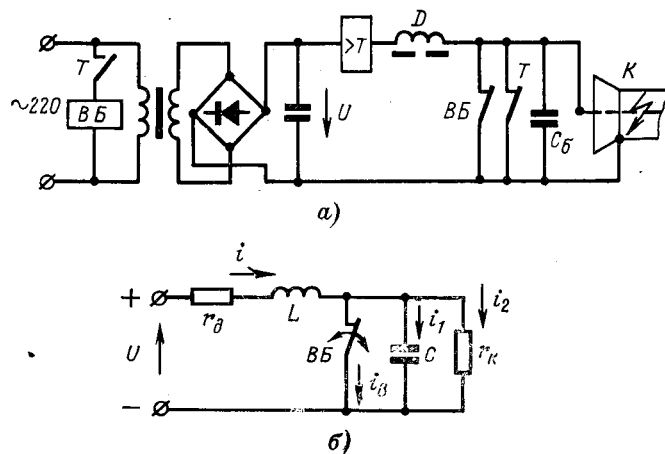


Рис. 1. Принципиальная схема коммутационной установки (а) и схема замещения при прожигании (б).

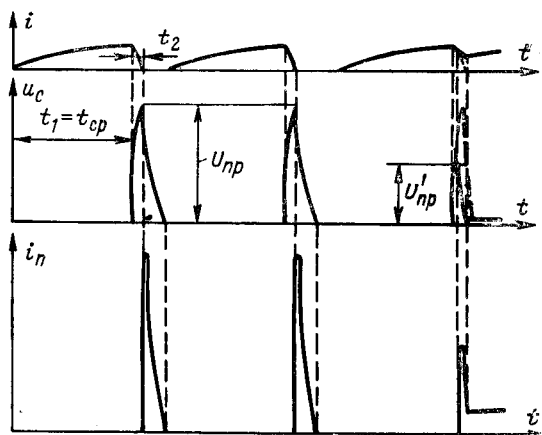


Рис. 2. Эпюры токов и напряжений при работе коммутационной установки.

в изоляции и шунтирующее сопротивление поврежденной изоляции в месте дефекта:

$$\frac{1}{r_k} = \frac{1}{r_n} + \frac{1}{r_m} = \omega C \operatorname{tg} \delta + \frac{1}{r_m}. \quad (3)$$

Принужденные составляющие токов и напряжений равны:

$$i_{np} = i_{2np} = \frac{U}{r_m + r_d}; \quad i_{1np} = 0; \quad U_{Cnp} = \frac{r_m U}{r_m + r_d}.$$

Уравнение для свободной составляющей тока через емкость после преобразования системы (2) примет вид:

$$L \frac{d^2 i_{1св}}{dt^2} + \left(r_d + \frac{L}{C r_k} \right) \frac{di_{1св}}{dt} + \frac{1}{C} \left(1 + \frac{r_d}{r_n} \right) = 0,$$

решение характеристического уравнения получим в виде

$$p_{1,2} = -\beta \pm \sqrt{\beta^2 - \omega_0^2 \left(1 + \frac{r_d}{r_n} \right)},$$

где $\beta = \frac{r_d}{2L} + \frac{1}{2r_k C}$ — декремент затухания;

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} — собственная частота контура.$$

Для принятых параметров схемы имеем;

$$\omega_0^2 \left(1 + \frac{r_d}{r_n} \right) > \beta^2.$$

В этом случае процесс носит колебательный характер с частотой свободных колебаний

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{r_d}{r_n} - \frac{\beta^2}{\omega_0^2}},$$

т. е. $p_{1,2} = -\beta \pm j\omega$.

Свободная составляющая напряжения на емкости ищется в виде

$$u_{Cсв} = e^{-\beta t} (A_1 \sin \omega t + A_2 \cos \omega t). \quad (4)$$

Постоянные интегрирования A_1 и A_2 определяются из начальных условий (в момент размыкания цепи) при $t=0$:

$$i_1(0) = i(0) = I_{cp}, \quad U_C(0) = 0.$$

Соответственно свободные составляющие токов и напряжений при $t=0$ получим из выражений:

$$u_{Cсв}(0) = u_C(0) - u_{Cnp} = -\frac{r_m U}{r_m + r_d};$$

$$i_{1св}(0) = i_1(0) - i_{1np} = I_{cp};$$

$$\left[\frac{du_{Cсв}}{dt} \right]_{t=0} = \frac{1}{C} i_{1св}(0) = \frac{I_{cp}}{C}.$$

Постоянную A_2 определяем из (3) при $t=0$:

$$A_2 = -\frac{r_m U}{r_m + r_d}.$$

Постоянную A_1 найдем из производной напряжения на емкости при $t=0$:

$$A_1 = \frac{1}{\omega} \left(\frac{I_{cp}}{C} - \frac{\beta U_{r_m}}{r_m + r_d} \right).$$

Подставляя полученные выражения для A_1 и A_2 в (4) и учитывая, что $I_{cp} = k_i \frac{U}{r_d}$, запишем:

$$u_{Cсв} = \frac{U_{r_m}}{r_m + r_d} e^{-\beta t} \left\{ \left[\frac{k_i (r_m + r_d)}{\omega C r_d r_m} - \frac{\beta}{\omega} \right] \sin \omega t - \cos \omega t \right\}.$$

Полное выражение для напряжения на емкости имеет вид:

$$u_C = u_{Cсв} + u_{Cnp} = \frac{U_{r_m}}{r_m + r_d} \left\{ 1 + e^{-\beta t} \left[\left(\frac{k_i (r_m + r_d)}{\omega C r_d r_m} - \frac{\beta}{\omega} \right) \sin \omega t - \cos \omega t \right] \right\}. \quad (5)$$

Максимальное значение u_C при $\omega t = \frac{\pi}{2}$ (рис. 2):

$$U_{Cm} = \frac{U_{r_m}}{r_m + r_d} \left[1 + e^{-\frac{\beta \pi}{2\omega}} \left(\frac{k_i}{\omega C} \frac{r_m + r_d}{r_m r_d} - \frac{\beta}{\omega} \right) \right]. \quad (6)$$

Вводя понятие добротности контура $Q = \frac{\omega_0 L}{r_d} = \frac{1}{\omega_0 C r_d}$, после преобразований получим:

$$U_{Cm} = \frac{U_{r_m}}{r_m + r_d} \left[1 + e^{-\frac{\pi \beta}{2\omega}} k_i Q \frac{\omega_0}{\omega} \left(1 - \frac{\beta}{\omega_0 k_i Q} + \frac{r_d}{r_m} \right) \right]. \quad (7)$$

Режимы прожигания. При прожигании большая часть энергии, необходимой для снижения переходного сопротивления, доставляется к месту повреждения в виде периодических импульсов [Л. 2]. Энергия импульсов определяется емкостью и напряжением пробоя $U_{np} \leq U_{Cm}$, а частота импульсов n — временем запасаения энергии в магнитном поле дросселя. Из (1) следует, что

$$n \approx \frac{1}{t_{cp}} = \frac{r_d}{L \ln \frac{1}{1 - k_s}},$$

и для увеличения частоты импульсов следует увеличивать отношение r_d/L и снижать k_s . Однако при этом будет уменьшаться возбуждаемое напряжение. Для оценки влияния параметров установки и поврежденного кабеля на процесс прожигания преобразуем выражения для декремента затухания β и частоты колебаний ω с учетом (3):

$$\beta = \frac{r_d}{2L} + \frac{\omega \operatorname{tg} \delta}{2} + \frac{1}{2C r_m};$$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + r_d \omega C \operatorname{tg} \delta + \frac{r_d}{r_m} - \beta^2 LC}.$$

В реальных условиях добротность контура при собственной частоте $f=30-50$ гц составляет 50—80. С другой стороны, для силовых кабелей с вязкой пропиткой $\operatorname{tg} \delta \leq 0,01$, а при начальном напряжении пробоя $U_{np}=10-30$ кВ величина шунтирующего сопротивления всегда превышает 100 ком. При указанных параметрах и максимальной длине кабельной линии 12 км ($C_{max}=4,0$ мкф) при емкости балластного конденсатора 0,5—1,0 мкф справедливы соотношения:

$$\omega \approx \omega_0, \quad \frac{\beta}{\omega} \ll 1.$$

Тогда при $k_i=0,4-0,9$ с погрешностью не более 2% выражение (7) может быть упрощено:

$$U_{Cm} = U \left(1 + k_i Q e^{-\frac{\pi\beta}{2\omega}} \right), \quad (8)$$

где

$$\frac{\beta}{\omega} = \frac{1}{2Q} + \frac{\operatorname{tg} \delta}{2} + \frac{1}{2\omega C r_{ш}}; \quad Q = \frac{\omega_0 L}{r_d} = \frac{1}{r_d} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Из полученного выражения следует, что величина возбуждаемого напряжения прямо пропорциональна добротности контура, коэффициенту запаса по току и мало зависит от потерь в кабеле. Последнее является важным преимуществом коммутационных установок по сравнению с резонансными.

Для реальных соотношений параметров затухание напряжения, обусловленное диэлектрическими потерями в изоляции кабеля и в меди дросселя (потери в стали дросселя на два порядка меньше потерь в меди), не превышают 3% и численно компенсируется величиной принужденной составляющей напряжения, т. е.

$$U_{Cm} = \frac{U}{r_d} \sqrt{\frac{L}{C}} k_i e^{-\frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{r_{ш}}}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что при заданных параметрах дросселя величина возбуждаемого напряжения зависит от емкости кабеля, переходного сопротивления в месте повреждения и может эффективно регулироваться изменением коэффициента запаса по току.

Для количественной оценки процесса прожигания на рис. 3 в соответствии с (7) построены зависимости $U_{Cm*}(C)$ и $U_{Cm*}(r_{ш})$

при $Q_y = \frac{1}{r_d} \sqrt{\frac{L}{C_0}} = 80$, $U_{Cm*} = U_{Cm}/U$. Анализ данных рис. 3 показывает, что выбор расчетного напряжения прожигания следует производить по C_{max} . При меньших значениях емкости величина возбуждаемого напряжения будет выше, однако оно не превысит напряжения пробоя изоляции в месте повреждения, поскольку волна, набегающая на кабель, имеет весьма пологий фронт и нарастание напряжения происходит практически одновременно по всей длине кабеля.

В процессе прожигания снижаются напряжения пробоя и величины шунтирующего сопротивления, однако последнее не приводит к заметному снижению напряжения коммутационной установки (рис. 3, б), что обеспечивает надежный подхват дуги непосредственно от источника низкого напряжения.

Следует отметить, что при уменьшении емкости кабеля повышается частота свободных колебаний и для нормальной работы коммутирующего устройства необходимо, чтобы скорость нарастания электрической прочности между контактами была больше скорости нарастания напряжения на емкости:

$$\frac{du_{\text{н.п}}}{dt} > \frac{du_C}{dt} = \omega U_{Cm} \cos \omega t.$$

Наибольшая частота свободных колебаний может быть ограничена введением балластного конденсатора емкостью 0,5—1,0 мкф. Выбор параметров дросселя производится из

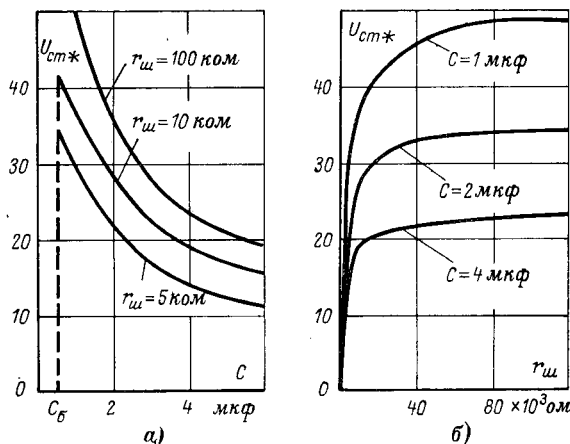


Рис. 3. Зависимости возбуждаемого напряжения от емкости (а) и шунтирующего сопротивления кабеля (б) при коммутационном методе прожигания.

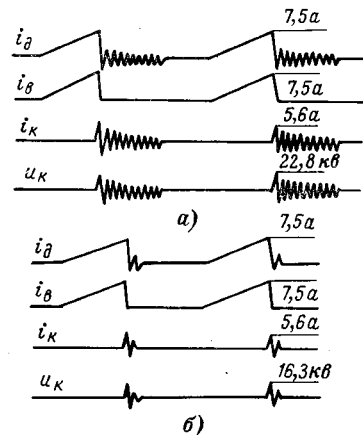


Рис. 4. Осциллограммы токов и напряжений коммутационной установки при отсутствии пробоев и разной величине переходного сопротивления.

а — $r_{ш}=60$ ком; б — $r_{ш}=6$ ком.

условия обеспечения необходимой добротности и минимальной величины установившегося тока по условиям горения дуги. Методика расчета коммутационной установки близка к методике расчета резонансных установок [Л. 4].

Экспериментальные исследования. Выполнение исследования процесса прожигания на реальной установке ($L=20$ гн, $r_d=80$ ом, $C_0=0,5$ мкф, $C_{max}=2,0$ мкф) показали хорошее соответствие расчетных и опытных данных.

На рис. 4 приведены осциллограммы работы установки при различном переходном сопротивлении в месте повреждения и отсутствии пробоев изоляции. Для емкости 2,0 мкф и уставке токового реле, соответствующей $k_i=0,8$, частота собственных колебаний равна 35 гц, а расчетная величина возбуждаемого напряжения составляет 24 кВ. Введение шунтирующего сопротивления $r_{ш}=60$ ком приводит к снижению возбуждаемого напряжения на 5% ($U_k=22,8$ кВ) при времени затухания 10 периодов (рис. 4, а). Уменьшение шунтирующего сопротивления в 10 раз ($r_{ш}=6$ ком) приводит к снижению возбуждаемого напряжения на 30% ($U_k=16,3$ кВ) при времени затухания 2 периода.

Для повышения эффективности прожигания целесообразно ввести предварительное шунтирование коммутируемой цепи (нормально-замкнутые контакты реле Т на рис. 1, а), что повышает частоту послыски импульсов.

Слабым звеном коммутационной установки является высоковольтная контактная система, однако для последней могут быть использованы вакуумные выключатели, например, типа ВВ-20 или высоковольтные тиратроны. В настоящее время в Новочеркасском политехническом институте разработана схема установки с использованием в качестве коммутирующего элемента тиратрона типа ТР1-15/20.

В заключение отметим, что сравнительные расчеты резонансных и коммутационных установок показывают преимущество последних в весе и потребляемой мощности. Так, при длине кабельной линии до 6 кВ ($C_{max}=2,0$ мкф) и $U_{Cm}=30$ кВ вес коммутационной установки составляет около 120 кг при потребляемой мощности до 7 кВт. Работоспособная резонансная установка соответствующих параметров имеет в 2 раза большие потребление и вес. С увеличением длины кабельной линии преимущество коммутационных установок возрастает.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шалыт Г. М. Прожигание изоляции силовых кабельных линий для определения места повреждения. М., «Энергия», 1970, 48 с.
2. Платонов В. В. Сравнительная оценка методов прожигания дефектной изоляции кабелей на постоянном и переменном токах — Изв. вузов, «Электромеханика», 1970, № 11, с. 1247—1252.
3. Платонов В. В., Сенчуков А. А. Устройство для прожигания поврежденного места изоляции электрического кабеля А. С. (СССР) № 259261 кл. 21с, с. 29/10. Оpubл. в бюл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 2.
4. Платонов В. В., Сенчуков А. А. Резонансная установка для прожигания силовых кабелей — «Электрические станции», 1969, № 3, с. 64—69.

[25.1.1972]

Системы управления отклонением луча для знаковой индикации на электроннолучевых трубках

Р. Д. БАЙ и А. В. ФЕЛЬДМАН

Новосибирск

При автоматизации электроприводов промышленных объектов с помощью вычислительных устройств, а также в системах централизованного контроля возникает необходимость в представлении оператору большого объема информации.

В настоящее время для отображения цифровой и буквенно-цифровой информации широкое применение находят различные системы знаковой индикации на электроннолучевых трубках (ЭЛТ). Преимущества систем индикации на ЭЛТ общеизвестны и проявляются тем сильнее, чем больший объем информации необходимо индигировать. Особый интерес представляют системы знаковой индикации на серийно выпускаемых ЭЛТ — осциллографических и телевизионных.

При создании систем знаковой индикации на указанных ЭЛТ должны быть решены две основные задачи: создание знакоформирующих устройств и создание систем управления отклонением луча. Методы формирования знаков достаточно подробно освещены в [Л. 1].

Рассмотрим требования к системе управления отклонением луча при формировании знаков методом кусочно-линейной аппроксимации сигналов отклонения луча по координатам X и Y . Этот метод позволяет генерировать знаки правильной формы более простыми техническими средствами, чем многие другие способы и обеспечивает хорошее постоянство яркости вдоль контура при достаточно высокой скорости формирования. Знаки составляются из прямолинейных отрезков горизонтальных, вертикальных и наклонных под углом 45° . Обычно 15—20 отрезков достаточно для воспроизведения необходимых символов с большими подробностями [Л. 1].

Одно из основных требований, предъявляемых к системам управления отклонением луча, — обеспечение необходимой полосы пропускания.

При кусочно-линейной аппроксимации символов (рис. 1) спектр отклоняющего сигнала содержит первую гармонику, частота которой равна $1/2t$, где t — длительность одного элемента символа, и нечетные гармоники. Удовлетворительное воспроизведение символа может быть получено, если частота среза $\omega_{ср}$ системы управления равна или больше частоты 3-й гармоники отклоняющего сигнала:

$$\omega_{ср} \geq 3\pi k F_R N n, \quad (1)$$

где $k=1 \div 1,25$ — коэффициент, характеризующий потери времени на обратный ход луча; при $k=1$ потери времени отсутствуют (в трубках с электростатическим отклонением); F_R — частота кадров (частота обегания всех символов, индицируемых на экране); чтобы исключить мерцание $F_R \geq 50$ гц; N — число знаков, индицируемых на экране; n — число отрезков, формирующих знак.

Например, для одной из рассматриваемых систем при $k=1,25$, $F_R=50$ гц, $N=160$, $n=20$

$$\omega_{ср} \approx 2 \cdot 10^6 \text{ 1/сек.}$$

Для обеспечения такой сравнительно высокой частоты среза, а также линейности целесообразно использовать замкнутую систему с обратной связью по выходному параметру — для трубок с электростатическим отклонением по отклоняющему напряжению, а для трубок с магнитным отклонением — по отклоняющему току (в редких случаях по магнитному потоку).

На рис. 2 приведена схема системы управления отклонением для осциллографической трубки 16ЛОЗИ.

Система управления отклонением представляет собой усилитель, который обеспечивает на выходе парафазное напря-

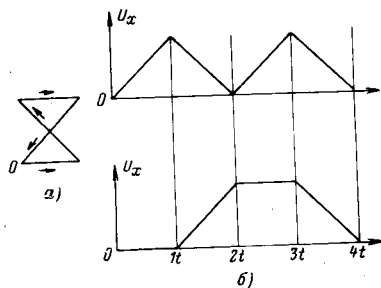


Рис. 1. Формирование знака при кусочно-линейной аппроксимации сигналов отклонения луча.

а — движение луча на экране; б — временные диаграммы сигналов отклонения луча.

жение отклонения. Значение этого напряжения должно составлять 150—300 в. Выпускаемые в настоящее время транзисторы еще не могут обеспечить такого напряжения, поэтому выходной каскад усилителя целесообразно выполнить на электронной лампе, а требуемый коэффициент усиления может быть получен предварительным транзисторным каскадом. В такой схеме отсутствуют инерционные задержки, препятствующие получению необходимой полосы пропускания.

Для получения максимального выходного сигнала необходимо использовать максимальную часть раствора анодно-сеточной характеристики лампы. При этом амплитудная характеристика усилителя становится существенно нелинейной из-за значительного изменения крутизны характеристики лампы. Чтобы снизить нелинейность до требуемых пределов, можно охватить усилитель отрицательной обратной связью. Минимальный коэффициент усиления разомкнутого усилителя, который имеет место в точке минимальной крутизны анодно-сеточной характеристики лампы, определяется допустимой нелинейностью и может быть вычислен по формуле:

$$K_{p \min} = K_{z \max} \frac{\delta_p - \delta_z}{\delta_p (\delta_z - 1)}, \quad (2)$$

где $\delta_p = \frac{K_{p \max}}{K_{p \min}}$; $\delta_z = \frac{K_{z \max}}{K_{z \min}}$; $K_{p \max}$, $K_{p \min}$ — соответственно максимальный и минимальный коэффициенты усиления разомкнутого усилителя; $K_{z \max}$, $K_{z \min}$ — соответственно максимальный и минимальный коэффициенты усиления замкнутого усилителя.

Усилитель для одной пары отклоняющих пластин (рис. 2) состоит по существу из двух усилителей. Первый из них, на вход которого поступает сигнал отклонения, содержит предварительный транзисторный каскад с эмиттерной связью (T_1 и T_2) и выходной каскад на одной половине двойного электровакуумного триода. Второй усилитель, выполненный на транзисторах T_3 и T_4 и второй половине триода, по схеме не отличается от первого. Для получения парафазного напряжения на его вход подано выходное напряжение первого усилителя, а коэффициент усиления снижен цепью обратной связи до единицы.

Несмотря на возможность сравнительно простого обеспечения требуемой полосы пропускания, системы знаковой индикации на ЭЛТ с электростатическим отклонением луча находят ограниченное применение из-за малой яркости свечения знаков на экране (порядка 30 нит) и сравнительно большой длины трубки по сравнению с габаритами экрана. От этих недостатков свободны системы знаковой индикации на телевизионных кинескопах с магнитным отклонением луча.

В системе с магнитным отклонением луча полоса пропускания ограничивается полосой пропускания отклоняющей ка-

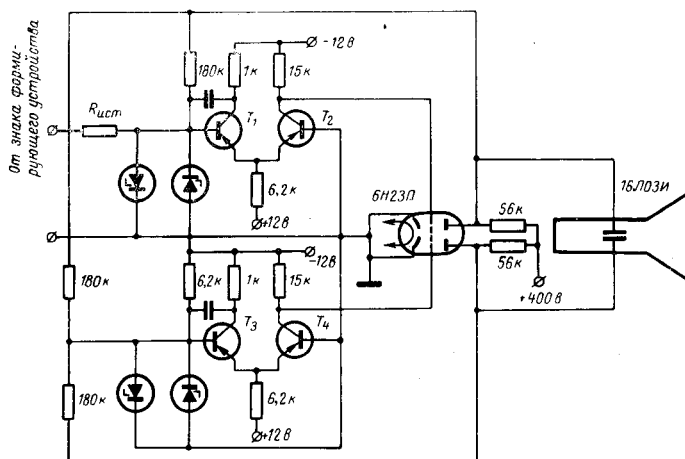


Рис. 2. Принципиальная схема системы управления отклонением луча для осциллографической трубки.

тушки:

$$\omega_{\text{ср.к}} = \frac{R}{L_{\text{к}}}, \quad (3)$$

где $L_{\text{к}}$ — индуктивность катушки; R — общее сопротивление в цепи катушки.

Например, при $L_{\text{к}} = 2 \text{ мГн}$ и $R = 2 \text{ ом}$

$$\omega_{\text{ср.к}} = 1 \cdot 10^8 \text{ 1/сек.}$$

Повышение частоты среза отклоняющей катушки за счет увеличения сопротивления в ее цепи нецелесообразно из-за значительных потерь мощности. Поэтому повышение частоты среза системы управления отклонением луча достигается увеличением ее коэффициента усиления. Необходимый коэффициент усиления системы

$$K_{\text{у}} \geq \frac{\omega_{\text{ср}}}{\omega_{\text{ср.к}}} \quad (4)$$

Для рассмотренного ранее примера

$$K_{\text{у}} \geq \frac{2 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^8} = 2 \cdot 10^3.$$

С точки зрения обеспечения статической точности требования к коэффициенту усиления системы значительно ниже.

На рис. 3 приведена принципиальная схема системы управления магнитным отклонением для телевизионного кинескопа 23ЛК9Б. Система представляет собой усилитель постоянного тока с обратной связью по току в отклоняющей катушке. Усилитель обеспечивает двухполярный выходной сигнал, что позволяет снизить потери мощности без усложнения конструкции отклоняющих катушек.

Усилитель содержит два каскада усиления напряжения. Первый входной каскад выполнен на транзисторах T_1 и T_2 с эмиттерной связью, которая обеспечивает минимальный дрейф нуля. Второй каскад на транзисторах T_4 — T_7 выполнен по схеме, обеспечивающей двухполярное выходное напряжение в диапазоне $\pm 12 \text{ в}$ и локализацию инерционных свойств каскада на его выходе. Для этой цели транзистор T_5 включен по схеме с общей базой, а его база подключена к источнику напряжения — 13 в . Влияние коллекторной емкости транзистора T_4 , включенного по схеме с общим эмиттером, сведено до минимума за счет использования в качестве нагрузки малого входного сопротивления транзистора T_5 и подключения базы транзистора T_4 к входному каскаду через эмиттерный повторитель T_3 .

Для уменьшения рассеиваемой мощности на транзисторе T_5 вместо нагрузочного резистора использован генератор постоянного тока (транзистор T_7). Усиление по току осуществляется с помощью составного эмит-

терного повторителя на транзисторах T_8 — T_{13} . Указанное на схеме соединение последних позволяет усиливать двухполярные сигналы, исключает сквозные токи и обеспечивает форсированное запаривание мощных выходных транзисторов в переходных режимах.

Диоды D_1 и D_2 , включенные в цепь обратной связи, увеличивают коэффициент передачи на малых сигналах, что обеспечивает компенсацию симметричных искажений [Л. 2], вызванных нелинейной зависимостью между напряженностью магнитного поля отклоняющей катушки и величиной отклонения пятна на экране.

Отклоняющие катушки имеют внутренний магнитопровод, в качестве которого использован ферритовый сердечник цилиндрической формы с раструбом, исключающим «тень горловины». Для уменьшения потоков рассеяния, создаваемых внешними витками и уменьшающих эффективность отклоняющих катушек, использованы алюминиевые экраны [Л. 3]. В один из них вставлен ферритовый сердечник. Витки катушки охватывают сердечник вместе с этим экраном. Второй экран надет поверх намотанных катушек.

Одной из основных проблем, возникающих при разработке усилителей с обратной связью и сравнительно большим коэффициентом усиления разомкнутого усилителя, является проблема устойчивости. Выражение для передаточной функции с учетом инерционных звеньев, обусловленных всеми транзисторами, емкостями монтажа и т. п., весьма сложно, а его анализ затруднен. С достаточной для практики точностью усилитель может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 4,а), содержащей два инерционных звена. Постоянные времени звеньев, содержащиеся в каскадах на транзисторах T_1 — T_7 (без учета коллекторных цепей транзисторов T_5 и T_7), на порядок меньше постоянных времени цепей в эквивалентной схеме, поэтому ими можно пренебречь. По этой же причине эмиттерные повторители могут быть заменены безынерционным звеном с коэффициентом усиления по напряжению, равным единице.

Таким образом, эквивалентная схема усилителя представляется предварительным каскадом (ПК) с коэффициентом усиления $K_{\text{у}}$, выходным каскадом из эмиттерных повторителей (ЭП) и двумя инерционными звеньями. Первое звено образовано конденсатором $C_{\text{к}}$, емкость которого эквивалентна емкости коллекторных переходов транзисторов T_5 , T_7 , T_8 и T_{11} , а второе — индуктивностью катушки отклонения.

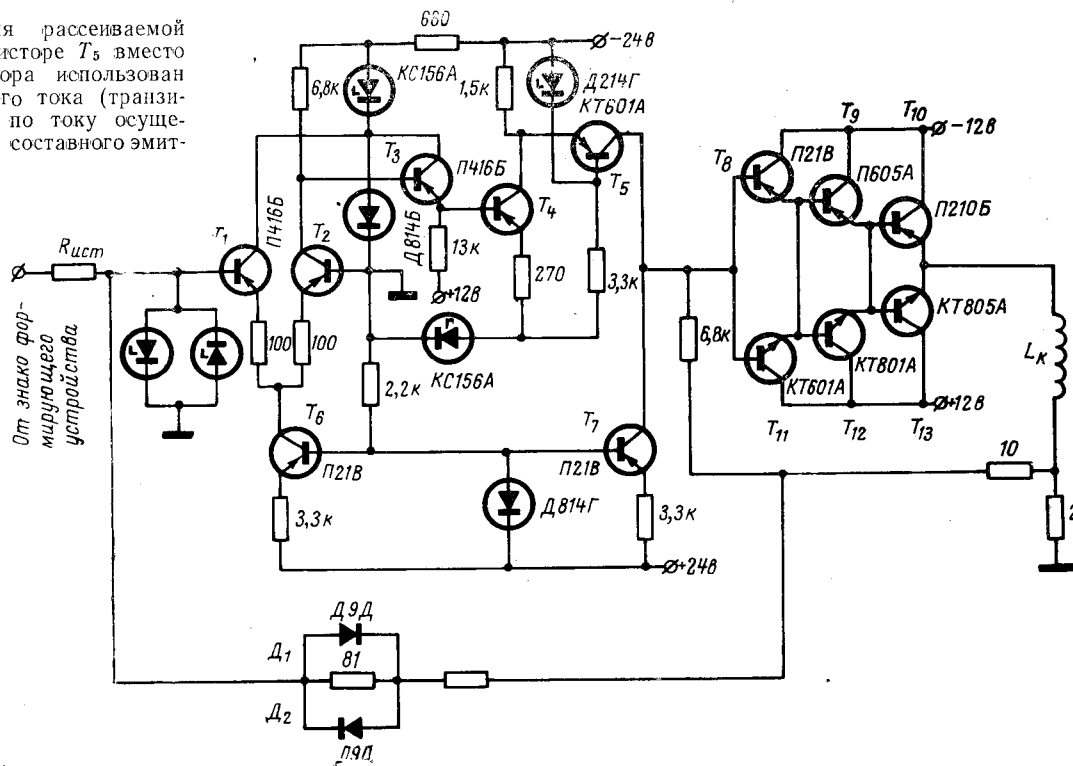


Рис. 3. Принципиальная схема системы управления отклонением луча для телевизионного кинескопа.

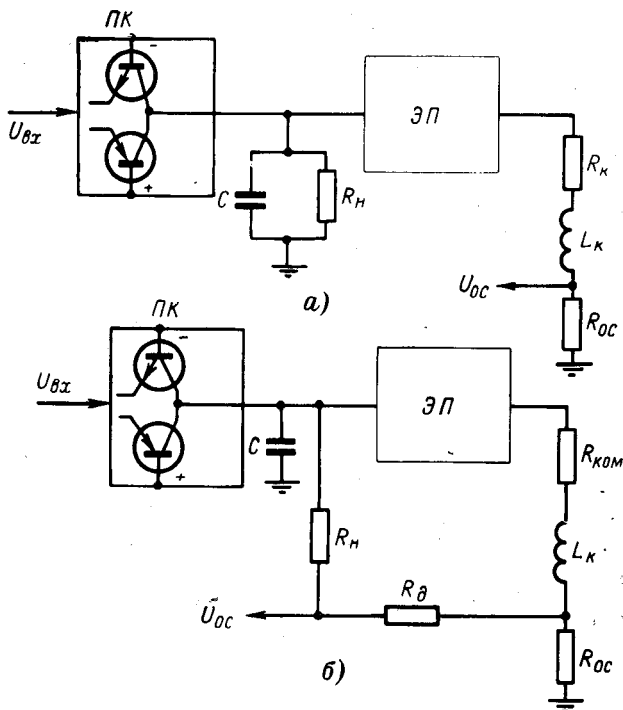


Рис. 4. Эквивалентная схема системы управления магнитным отклонением луча.

а — без корректирующей связи; б — с корректирующей связью.

Как следует из эквивалентной схемы, передаточная функция усилителя может быть представлена выражением:

$$W_y = W_1 W_2,$$

где $W_1 = \frac{K_y}{1 + pT_1}$ ($T_1 = R_n C_k$) — передаточная функция предварительного каскада усиления (влиянием входного сопротивления эмиттерного повторителя пренебрегаем, так как оно много больше R_n); $W_2 = \frac{R_{oc}}{R_k + R_{oc}} \frac{1}{1 + pT_2}$ — передаточная функция выходного каскада;

$$T_2 = \frac{L_k}{R_k + R_o},$$

отсюда передаточная функция разомкнутого усилителя

$$W_y = K_y \frac{R_{oc}}{R_k + R_{oc}} \frac{1}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}. \quad (5)$$

Уравнение передаточной функции (5) второго порядка, поэтому при большом коэффициенте усиления K_y и учете влияния инерционных свойств транзисторов порядок уравнения повышается и система становится неустойчивой. Для обеспечения устойчивости второе инерционное звено превращается в интегро-дифференцирующее за счет суммирования на сопротивлении R_{oc} тока катушки L_k и тока нагрузки промежуточного каскада, протекающего через R_n (рис. 4,б); $R_{oc} \ll R_n \gg R_d$.

Передаточная функция разомкнутого усилителя преобразуется:

$$W_y = K_y \frac{R_{oc}}{R_k + R_{oc}} \frac{1 + pT_3}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}, \quad (6)$$

где

$$T_3 = \frac{L_k}{R_n} \frac{R_{oc} + R_d}{R_{oc}}.$$

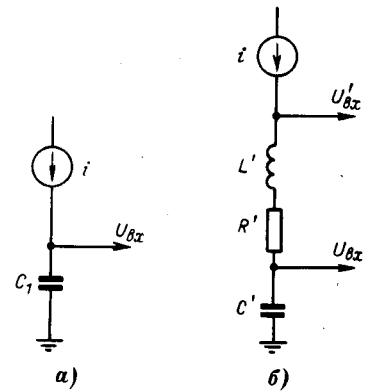
При $T_3 = T_1$, что обеспечивается выбором соответствующего значения R_d ,

$$W_y = K_y \frac{R_{oc}}{R_k + R_{oc}} \frac{1}{1 + pT_2} = \frac{K}{1 + pT_2}. \quad (7)$$

Таким образом, введение цепи $R_n - R_d$ позволило снизить порядок уравнения передаточной функции и обеспечить устой-

Рис. 5. Формирование входного сигнала пилообразной формы.

а — без предуслажений; б — с предуслажениями.



чивость усилителя на частотах, при которых проявляются неучтенные инерционные свойства транзисторов.

В результате передаточная функция замкнутого усилителя

$$W_{y,z} = \frac{1}{1 + \frac{pT_2}{K}}. \quad (8)$$

Учитывая, что цепь по схеме рис. 4,б приводит к запаздыванию тока в катушке L_k по отношению к контролируемому току I_{oc} через сопротивление R_{oc} , передаточная функция по току замкнутого усилителя имеет вид:

$$W_{I_k} = \frac{1}{(1 + pT_3) \left(1 + p \frac{T_2}{K}\right)}. \quad (9)$$

Приведенный анализ справедлив при отсутствии нелинейных ограничений, которые в данном случае могут иметь место из-за конечной величины напряжения питания $U_{пит}$. Условие отсутствия нелинейных ограничений следующее:

$$U_{пит} \geq L_k \frac{dI_k}{dt} + I_{k \max} R_k + U_o, \quad (10)$$

где $I_{k \max}$ — максимальный ток в катушке; R_k — сопротивление в цепи катушки; U_o — падение напряжения на выходных транзисторах при максимальном токе.

Поскольку в передаточной функции по току замкнутого усилителя (9) содержатся два инерционных звена, формы индикатируемых знаков искажаются.

Влияние инерционных звеньев может быть устранено за счет предуслажения входных сигналов усилителя. Действительно, при подаче на вход усилителя вместо $U_{вх}$ сигнала $U'_{вх} = U_{вх} (1 + pT_3) \frac{(1 + pT_2)}{K} = U_{вх} \left[1 + p \left(T_3 + \frac{T_2}{K}\right) + p^2 T_3 \frac{T_2}{K}\right]$ влияние инерционных звеньев исключается.

Реализация таких предуслажений достигается, например, в случае формирования входного сигнала пилообразной формы зарядом конденсатора C' постоянным током i (рис. 5,а) путем включения сопротивления R' и индуктивности L' последовательно с этим конденсатором (рис. 5,б).

Учитывая, что $U_{вх} = i/pC'$, а $U'_{вх} = iR' + i/pC' + ipL'$, имеем:

$$U'_{вх} = U_{вх} (1 + pR'C' + p^2 L'C').$$

Для обеспечения условий компенсации необходимо:

$$R'C' = T_3 + \frac{T_2}{K}, \quad L'C' = T_3 \frac{T_2}{K}. \quad (11)$$

В частном случае при большом K отношение $\frac{T_2}{K} \rightarrow 0$, и условие компенсации упрощается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рейнберг М. Г. Формирование знаков на экранах электроннолучевых трубок. М., «Энергия», 1969.
2. Самойлов В. Ф. Транзисторные генераторы телевизионной развертки. М., «Связь», 1969.
3. Бонштедт Б. Э., Маркович М. Г. Фокусировка и отклонение пучков в электроннолучевых приборах. М., «Советское радио», 1967.

[16.8.1971]

Высоковольтные быстродействующие предохранители для защиты импульсных конденсаторов в мощных емкостных накопителях

А. В. ПОДМАЗОВ, Б. В. ПОНОМАРЕВ и А. С. ФРОЛОВ

Москва

В настоящее время для различных исследований в экспериментальной и прикладной физике широко применяются емкостные накопители электрической энергии, в которых число импульсных конденсаторов достигает тысяч штук. При создании надежно действующих накопителей весьма актуальной становится защита конденсаторов при повреждении их изоляции, вызывающем серьезные аварии.

Наиболее известными решениями этой задачи являются: защита сопротивлением, искровая защита [Л. 1] и защита высоковольтными быстродействующими предохранителями [Л. 2—6]. Первый способ осуществляется установкой высоковольтных сопротивлений в цепи каждого конденсатора. Такое решение целесообразно, когда нет необходимости в получении от батареи накопителей предельно большого тока с крутым фронтом нарастания. Однако введение в разрядную цепь сопротивлений приводит к значительным потерям энергии, что равносильно уменьшению числа конденсаторов батареи.

Идея использовать для целей защиты конденсаторов пика напряжения и паузу тока, следующие за явлением взрыва проволочки, привела к созданию ряда схем и конструкций, в частности, схемы искровой защиты, в которой в момент возникновения пика напряжения осуществляется разряд по пути, шунтирующему место повреждения, а также защиты высоковольтными быстродействующими предохранителями, которые отключают поврежденное место при протекании через них аварийного тока, что позволяет довести до конца каждый начатый эксперимент. Ряд недостатков искровой защиты (ненадежность срабатывания шунтирующего разрядника при малых напряжениях; значительные электродинамические усилия, действующие на токопроводы; сложность и малая надежность схемы), от которых свободен способ защиты предохранителями, заставляет в большинстве случаев обращаться к последнему.

В этом способе защиты каждый конденсатор или группа их снабжена предохранителями, которые способны многократно выдерживать рабочие токи, но при повреждении изоляции одного из конденсаторов отключают аварийный ток.

Рассмотрим возможный путь выбора минимально допустимого диаметра одиночной вставки. В режиме рабочего разряда недопустимо не только плавление вставки, но и перегрев ее до температур, при которых могут появиться структурные изменения в металле, отражающиеся на его механической прочности. В большинстве случаев нет точных сведений о величинах сопротивлений цепи и вставки, но известен закон изменения рабочего тока:

$$I = I(t) = I_0 \exp(-t/\tau).$$

В этом случае, пренебрегая потерями на излучение и другие виды теплоотдачи и считая удельное сопротивление линейной функцией температуры,

$$\rho = \rho(\theta) = \rho_0 [1 + \beta(\theta - \theta_0)]$$

и для вставки можно записать уравнение сохранения энергии [Л. 3]

$$0,25\pi^2 p c d^4 l d\theta = 4l\rho l^2 dt,$$

где ρ — плотность материала вставки, кг/м^3 ; c — удельная теплоемкость материала вставки, $\text{дж/кг} \cdot \text{град}$; l — длина вставки, м ; d — диаметр вставки, м ; θ — температура вставки, град ; ρ_0 — удельное сопротивление материала вставки, $\text{ом} \cdot \text{м}$; I_0 — ток, а ; t — время, сек ; β — температурный коэффициент сопротивления, $1/\text{град}$; τ — постоянная разряда цепи, сек ; ω — круговая частота, рад/сек . Интегрируя это уравнение в предположении $t = 2,5\tau$, что обычно выполняется, получим:

$$d = \sqrt{\frac{4I_0^2 \tau \rho_0 [1 + (\omega\tau)^2]}{\pi^2 c p (\omega\tau)^2 \ln [1 + \beta(\theta - \theta_0)]}}.$$

Эта формула позволяет по известному закону изменения рабочего тока в цепи для заданной температуры нагрева встав-

ки ориентировочно рассчитать ее минимально допустимый диаметр.

Методика эксперимента. Исследование работы предохранителей в аварийном режиме на начальные напряжения 5 кВ и 50 кВ проводились на установках, принципиальная схема которых приведена на рис. 1.

После заряда конденсаторной батареи (С) с пульта управления (ПУ) кинокамерой (КК) инициирующий импульс подается на имитирующий пробой поврежденного конденсатора разрядник (Р), который подключает к батарее испытываемый предохранитель. Электростатическим киловольтметром (V) фиксируются начальное и остаточное после срабатывания предохранителя напряжения на батарее. Импульсный ток предохранителя и напряжение на батарее измеряются с помощью соответственно пояса Роговского (ПР) интегрированием на сопротивлении и индуктивности и емкостного делителя (Д) осциллографом (ОС). Взрыв проволочки и сопровождающие его явления регистрируются скоростной кинокамерой.

При исследовании предохранителей на 5 кВ в качестве С (рис. 1) использовалась батарея конденсаторов общей емкостью 7500 мкФ и начальной энергией 90 кДж ($U_0 = 5 \text{ кВ}$), а при исследовании предохранителей на 50 кВ — батарея конденсаторов общей емкостью 96 мкФ и начальной энергией 120 кДж ($U_0 = 50 \text{ кВ}$).

Результаты испытаний предохранителей. На рис. 2, а представлена конструкция предохранителя на 5 кВ. В первых экспериментах корпус был изготовлен из листового текстолита в виде трубки с диаметрами 30 мм и 15 мм. Чтобы упростить изменение диаметра канала предохранителя и, учитывая потребность в том, чтобы стенки канала были газогенерирующими, трубка частично заполнялась парафином. Испытания показали недостаточную механическую прочность такого корпуса, а разрушение его сопровождалось повторным пробоем. Повысить прочность удалось, изготовив корпус из стеклотекстолита или фибробакелита.

Эксперименты позволили установить, что плазменный факел, вылетающий из предохранителя, имеет значительные размеры, поэтому для защиты находящихся поблизости токоведущих частей были добавлены закрытые выхлопные камеры, устанавливаемые на торцах корпуса предохранителя. Объемы камер и канала принимались примерно равными, что обеспечивало возможность хорошего выдува паров металла и продуктов взрыва из канала предохранителя.

В результате испытаний удалось установить, что такой предохранитель надежно отключал со вставками диаметром 0,6—0,9 мм длиной 220 мм и диаметром канала 12 мм.

Рис. 3 иллюстрирует связь между диаметром плазмой вставки и энергией, выделенной в предохранителе. Потери энергии на отключение увеличиваются с ростом диаметра вставки и для $d_{\text{вст}} = 0,8 \text{ мм}$ составляют 6—8 кДж.

На рис. 2, б представлена конструкция предохранителя на 50 кВ. Вставка (одиночная или расщепленная) располагается внутри прочной неразрушающейся стеклотекстолитовой трубки, на которой закреплен обратный токопровод, так что конструкция предохранителя получается коаксиальной, что очень важно в установках, где предъявляются особые требования к уменьшению индуктивности цепи.

Первоначально при испытаниях было замечено, что при малом диаметре канала предохранителя (3 мм) и достаточно большом диаметре вставки (0,6 мм и более) отключения не происходит из-за повторного

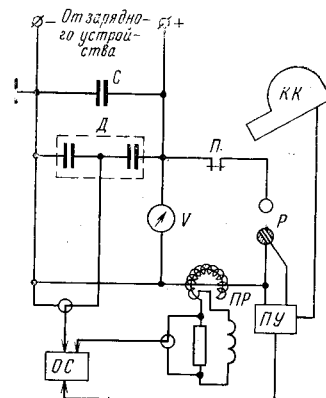


Рис. 1.

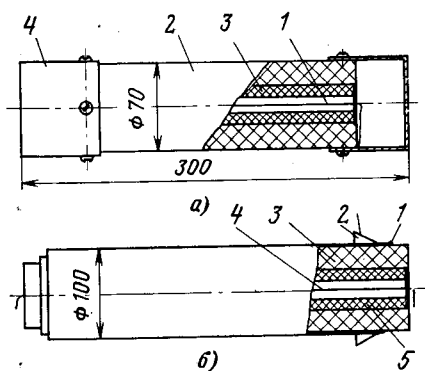


Рис. 2.

а — конструкция предохранителя на 5 кв. 1 — плавкая вставка; 2 — корпус предохранителя; 3 — парафин; 4 — выхлопная камера.
б — конструкция предохранителя на 50 кв. 1 — изолирующая резина; 2 — обратный токопровод; 3 — стеклотекстолитовая трубка; 4 — плавкая вставка; 5 — парафин.

пробоя, а при уменьшении диаметра вставки (до 0,3 мм) с этим же каналом предохранитель отключает. Вставка диаметром 0,6 мм надежно отключает при диаметре канала 4 мм. Для вставки диаметром 0,9 мм и длиной 900 мм экспериментально подобран диаметр канала 15—20 мм, при котором предохранитель отключает.

Замечено ухудшение надежности работы предохранителя при диаметрах вставки 0,8—0,9 и диаметрах канала 5—10 мм, но со вставкой 0,8 мм увеличение диаметра канала до 15—25 мм делает предохранитель работоспособным. При дальнейшем увеличении диаметра канала (до 25—35 мм) вероятность повторных пробоев увеличивается.

Надежность работы предохранителей связана, вероятно, с процессом взаимодействия ударной волны от взрывающейся проволоочки — вставки с внутренними стенками канала. Видимо, при диаметре канала 15—25 мм фронт ударной волны во время паузы тока доходит до поверхности канала, охлаждается и деионизируется на ней, что снижает вероятность повторного пробоя. При диаметрах канала более 25 мм ударная волна за время паузы тока не успевает дойти до стенок, что приводит к повторному пробоя по фронту разрежения ударной волны. При малых диаметрах канала во время паузы тока ударная волна успевает неоднократно отразиться стенками, но увеличение энергии, введенной в единицу объема, приводит к разогреву газа до более высокой температуры, к тому же при узком канале ухудшается выдув продуктов взрыва, — все это приводит к повышению вероятности ионизации и повторного пробоя.

Механизм работы предохранителей. Эксперименты позволяют предположить механизм работы предохранителей следующим: под действием аварийного тока большой крутизны и плотности проволоочка — вставка взрывается, наступает пауза тока, во время которой электрическая прочность промежутка очень велика. Цилиндрическая ударная волна, движущаяся ($v \approx 10^4$ м/сек) от поверхности взорвавшейся проволоочки, достигает внутренней стенки канала предохранителя, происходит частичная деионизация во фронте ударной волны; в результате газогенерации с поверхности парафинового канала в нем повышается давление (до десятков атмосфер), что приводит

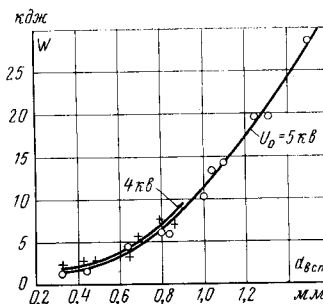


Рис. 3. Длина вставки 220 мм.

к интенсивному (за 0,001 сек) выбросу продуктов взрыва и взаимодействия и препятствует повторному пробоя канала, т. е. приводит к восстановлению электрической прочности предохранителя на бесконечно большое время.

Выводы. Для защиты импульсных конденсаторов с $U_{ном} = 5$ кв создан предохранитель, состоящий из прочной стеклотекстолитовой трубки с каналом диаметром 12 мм из газогенерирующего материала (парафин), с медной вставкой диаметром 0,8 мм и длиной 220 мм, который производит отключение аварийного тока на его фронте ($I_{откл} \approx 50$ ка) практически на номинальном напряжении (4,8 кв) при индуктивности цепи 2 мкГн за 35 мксек со средней затрачиваемой на отключение энергией 7 кДж.

Для защиты импульсных конденсаторов с $U_{ном} = 50$ кв создан коаксиальный предохранитель, состоящий из прочной стеклотекстолитовой трубки с каналом диаметром 22 мм из газогенерирующего материала (парафин), с медной вставкой диаметром 0,8 мм и длиной 900 мм, который производит отключение аварийного тока на его фронте ($I_{откл} \approx 110$ ка) практически на номинальном напряжении (43 кв) при индуктивности цепи 0,2 мкГн за 15 мксек со средней затрачиваемой на отключение энергией 25 кДж.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гончаренко Г. М. Установки для нагрева газа импульсными токами. — «Труды МЭИ», 1963, вып. 45.
2. Корсунцев А. В. Токоограничивающие плавкие предохранители для защиты конденсаторных батарей высокого напряжения. Диссертация ЛПИ, 1953.
3. Чейс В. Г., Мор Х. К. Взрывающиеся проволоочки. Изд-во инстр. лит., 1963.
4. Подмазов А. В., Босис А. Ц., Грачев В. И. Высоковольтный плавкий предохранитель. Авторское свидетельство № 156995, Бюллетень изобретений № 17, 1963.
5. Кульгавчук В. М. Высоковольтные быстродействующие предохранители для конденсаторных батарей — «Приборы, техника эксперимента», 1966, № 2.
6. Гончаренко Г. М., Киселев В. Я., Подмазов А. В. Защита конденсаторных батарей стандартными плавкими предохранителями. М., Доклады МЭИ по итогам НИР за 1966—1967 гг., 1967.

[15.7.1971]



Советские ученые, конструкторы, инженеры, техники, изобретатели и рационализаторы! Всемерно ускоряйте научно-технический прогресс, укрепляйте связь науки с производством! Добивайтесь быстрого внедрения в народное хозяйство достижений современной науки и техники!

(Из Призывов ЦК КПСС к 55-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Арилокс — новый теплостойкий диэлектрик

И. С. ФИЛАТОВ, Б. И. ЮДКИН, Б. М. ХЛЕБНИКОВ, О. П. КУКЛИН,
К. Н. ОЛЕЙНИКОВА, В. П. ГРИЦЕВ и В. Я. ФИЛАТОВА

Новосибирск

Лучшими высокочастотными диэлектрическими материалами среди промышленных полимеров являются в настоящее время полистирол, полиэтилен и фторопласт — 4. Из них теплостойким является только фторопласт — 4, который при всех достоинствах обладает и существенными недостатками: хладотекучестью, низкой механической прочностью и трудностью переработки. Новый теплостойкий диэлектрик — полифениленоксид (ПФО), промышленный выпуск которого уже налажен в США и Японии [1. 1 и 2], лишен недостатков, присущих фторопласту — 4. Он сочетает в себе высокую механическую прочность, по некоторым параметрам превосходящую даже поликарбонат и диэлектрические характеристики того же порядка, что и у фторопласта-4, полиэтилена и полистирола. Полифениленоксид не токсичен, способен к самозатуханию, стоек к жесткому излучению, воде, водяному пару и агрессивным средам и грибкам.

Хотя рабочие температуры ПФО несколько ниже, чем у фторопласта-4 (200 °С без нагрузки против 260 °С у фторопласта-4), тем не менее он является серьезным конкурентом фторопласту-4. В то время как фторопласт-4 обладает хладотекучестью, у ПФО до 150 °С почти не изменяются прочностные характеристики, а температура тепловой деформации при нагрузке 19 кг/см² составляет 190 °С. Полифениленоксид хорошо перерабатывается литьем под давлением и экструзией, что позволяет получать тонкостенные детали сложной конфигурации. Высокая размерная стабильность, устойчивость диэлектрических характеристик в широком интервале температур и частот, хорошая перерабатываемость делают ПФО в ряде случаев незаменимым материалом для изготовления радиотехнических и электротехнических деталей, таких как платы, разъемы, корпуса, каркасы, для изготовления фольгированных диэлектриков и ионизации кабелей, шин, токовыводов, особенно если требуется высокая влагостойкость и химостойкость изолирующего материала. Растворы полимера могут использоваться для пропитки и получения покрытия пленок и стеклопластиков.

Отечественный аналог ПФО — Арилокс получается согласно способу, описанному в [1. 3 и 4]. Полимер перерабатывается прессованием, литьем под давлением и экструзией. С целью определения условий эксплуатации Арилоса как диэлектрического материала были определены основные диэлектрические свойства полимера, а также изучена зависимость их от температуры и частоты. Измерения производились на дисках, изготовленных компрессионным прессованием, и на пленках, полученных методом полива из раствора полимера в хлороформе.

Полученные результаты показывают, что отечественный полифениленоксид не уступает по свойствам полифениленоксиду американских марок (табл. 1—3).

На рис. 1 приведена температурная зависимость удельного объемного электрического сопротивления Арилоса. Вид-

но, что с увеличением температуры R уменьшается от $1,5 \cdot 10^{17}$ ом·см при 20 °С до 10^{11} ом·см при 200 °С. Кажущаяся энергия активации процесса проводимости 15 ккал/моль.

На кривой температурно-частотной зависимости $\lg \delta$ и ϵ у Арилоса (рис. 2) обнаружено два пика. Один при 20 °С на частоте 10^9 гц, обусловленный дипольно-групповыми потерями за счет наличия групп $C=O$, которые появляются в полимере в процессе его переработки. Кажущаяся энергия активации этого процесса релаксации равна — 3,5 ккал/моль.

На образцах из пленок Арилоса обнаружен максимум $\lg \delta$ при 245 °С на частоте 10^3 гц (рис. 3), обусловленный дипольно-сегментальными потерями основной цепи (α — релаксация), так как температура стеклования для Арилоса, определенная по термомеханическим кривым (ТМК), равна 210—220 °С. Кажущаяся энергия активации α — релаксации 137 ккал/моль. В образцах, изготовленных компрессионным прессованием, $\lg \delta$ мало зависит от температуры до 200 °С, а затем несколько возрастает (кривая 2). При приготовлении образцов из Арилоса происходит частичное сшивание полимера, что подтверждается методом ТМК. Частичное сшивание обуславливает заторможенное движение релаксирующих диполей. Это смещает максимум $\lg \delta$ дипольно-сегментальных потерь в область более высоких температур.

Арилокс обладает высокой электрической прочностью. На частоте 50 гц при толщине образца 1 мм $E_{пр}$ имеет значение 20 кВ/мм, а при толщине 0,03 мм — 160 кВ/мм.

Диэлектрические свойства Арилоса мало меняются в условиях тропической влажности. Изменения удельного поверхностного и объемного электрических сопротивлений непосредственно в условиях тропической влажности (98% при температуре 40 °С) (рис. 4) показывает, что за 50 ч ρ_v и ρ_s почти не меняются. При дальнейшей выдержке в этих условиях ρ_v и ρ_s понижается соответственно до 10^{13} ом·см и $2 \cdot 10^{13}$ ом при времени выдержки 72 ч. Диэлектрические потери и диэлектрическая проницаемость изменяются при этом мало. После извлечения образцов из камеры влажности и выдержки их в нормальных условиях диэлектрические свойства возвращаются к исходным (табл. 3).

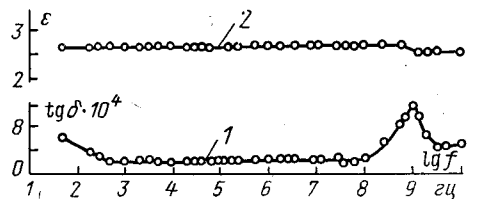


Рис. 2.

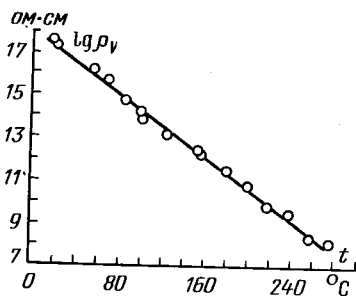


Рис. 1.

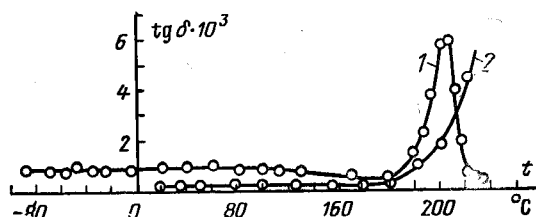


Рис. 3. Температурная зависимость $\lg \delta$ Арилоса при $f = 10^3$ гц.
1 — пленка; 2 — диск.

Таблица 1

Физико-механические свойства полифениленоксида

Свойства	Советский			Зарубежный				
	Арилокс	Арилокс	Пленка	534-801	С-1001	СА-1002	СТ-1002	Пленка
Удельный вес, $г/см^3$	1,06	1,06	—	1,06	1,06	1,06	1,06	1,06
Водопоглощение за 24 ч, %	0,06—0,11	0,06—0,11	0,07—0,15	0,06—0,1	0,06—0,1	0,2	—	0,2
Температура стеклования, $^{\circ}C$	210	210	—	210	210	—	—	220
Теплостойкость по Вика, $^{\circ}C$	219	214	—	—	—	—	—	—
Теплостойкость по Мартенсу, $^{\circ}C$	185	—	—	—	—	—	—	—
Температура деформации при 19 $кгс/см^2$, $^{\circ}C$	—	—	—	174	190	175	175	—
Твердость по Роквеллу	90	90	—	119	118	118	118	—
Твердость по Бринеллю, $кгс/см^2$	1 650	1 650	—	—	—	—	—	—
Разрушающее напряжение при растяжении, $кгс/см^2$	805	835	690	700	660	600	600	632—688
Относительное удлинение при разрыве, %	12	18	120	80—30	50—100	30—50	60—80	20—100
Предел текучести при растяжении, $кгс/см^2$	805	875	—	770	700	760	780	—
Предел прочности при изгибе, $кгс/см^2$	1 114	1 252	—	1 150	980—1 050	1 150	1 150	—
Разрушающее напряжение при сжатии, $кгс/см^2$	1 050	1 050	—	1 155	—	—	—	—
Удельная ударная вязкость без надреза, $кгсм/см^2$	40	70—100	—	—	150	—	—	—
Удельная ударная вязкость на Изолу, $кгсм/см^2$	—	—	—	9,3—11,8	9,3	7,1	6,0	—
Коэффициент трения	0,35	—	—	0,18—0,23	0,18—0,23	0,18—0,23	0,18—0,23	—
Температура хрупкости, $^{\circ}C$	—	—	Ниже 150	—	—	—	—	170—185

Таблица 2

Диэлектрические свойства полифениленоксида

Свойства	Советский			Зарубежный				
	Арилокс I	Арилокс II	Пленка	Пленка	534—801	С-1001	СА-1002	СТ-1002
Удельное объемное электрическое сопротивление, $ом \cdot см$	$2 \cdot 10^{17}$	$1,5 \cdot 10^{17}$	$2 \cdot 10^{17}$	10^{17}	$1,1 \cdot 10^{17}$	$1,1 \cdot 10^{17}$	10^{17}	10^{17}
Удельное поверхностное электрическое сопротивление при 20 $^{\circ}C$, 65% влажность, $ом$	$5 \cdot 10^{15}$	$5 \cdot 10^{15}$	$5 \cdot 10^{16}$	—	—	10^{16}	—	—
Удельное поверхностное электрическое сопротивление сухого образца, $ом$	—	—	—	10^{17}	10^{17}	10^{17}	—	—
Электрическая прочность, $кв/мм$	18	18	160 (0,03 мм)	200	17	18	18	18
Диэлектрическая постоянная при частотах, $гц$:								
50—60	2,6	2,6	2,51	2,56	2,56	2,58	2,7	2,7
10^3	2,6	2,6	2,51	2,56	2,58	2,58	—	—
10^6	2,6	2,6	2,51	2,56	2,58	2,58	2,6	2,6
10^8	2,5	2,5	—	—	2,73	2,73	—	—
10^9	2,45	—	—	—	2,59	2,59	—	—
10^{10}	2,4	—	—	—	2,59	2,59	—	—
Тангенс угла диэлектрических потерь при частотах, $гц$:								
50	$3 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-4}$
10^3	$3 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	—	—
10^6	$2 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	$6 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-4}$	10^{-3}	10^{-3}
10^8	$2 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	—	—	$8 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-4}$	—	—
10^9	$8 \cdot 10^{-4}$	—	—	—	—	—	—	—
10^{10}	$4,5 \cdot 10^{-4}$	—	—	—	$17 \cdot 10^{-4}$	$17 \cdot 10^{-4}$	—	—

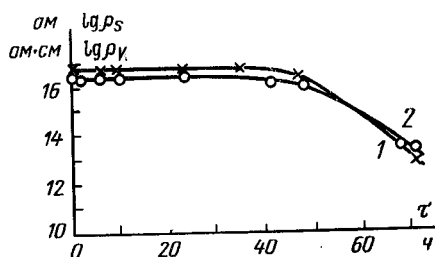


Рис. 4.

Таблица 3

Удельное объемное электрическое сопротивление пленок при 40° С и 97±3% влажности

Материал	Исходные, ом·см	В момент воздействия влажности, 70 ч	После действия влаги и конденсирования в нормальных условиях
Арилокс — пленка	$1 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^{11}$	$5 \cdot 10^{16}$
Арилокс — диск	$1 \cdot 10^{17}$	$1 \cdot 10^{13}$	$5 \cdot 10^{16}$
ПВХ, рец. В-118	$1 \cdot 10^{14}$	$3 \cdot 10^{11}$	$1 \cdot 10^{14}$
Полиэтилен п. 20—20Т	$5 \cdot 10^{16}$	$1 \cdot 10^{11}$	$1 \cdot 10^{16}$
Полистирол — пленка	$1 \cdot 10^{17}$	$1 \cdot 10^{11}$	$5 \cdot 10^{16}$
Фторопласт—4—пленка	$5 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^{11}$	$1 \cdot 10^{17}$
Лавсан — пленка	$5 \cdot 10^{15}$	$1 \cdot 10^{11}$	$1 \cdot 10^{15}$

Физико-механические свойства Арилокса практически не изменяются с изменением температуры (рис. 5).

Из представленных данных видно, что отечественный полифениленоксид — Арилокс является высококачественным тер-

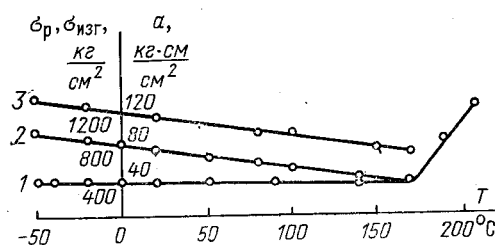


Рис. 5. Температурные зависимости: удельной ударной вязкости (1); разрушающего напряжения при растяжении (2); предела прочности при изгибах (3).

мостойким диэлектриком. Благодаря хорошим физико-механическим и диэлектрическим свойствам и возможности его переработки прогрессивными методами в различные изделия, Арилокс может найти широкое применение во многих областях электро- и радиотехники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Краткая научно-техническая информация. М., НИИТЭХим, 1965, № 1.
2. Промышленность синтетических смол и пластмасс Японии. М., НИИТЭХим, 1965, с. 89.
4. Юдкин Б. И., Олейникова К. Н., Васильева Е. Н. и др. № 214801 (СССР). Кл. 39 с. I МКП СО8г. Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 30, 194.
4. Юдкин Б. И., Олейникова К. Н., Хлебников Б. Н. и др. № 239561 (СССР). Кл. 39 с., 30 МКП СО8г. Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 11, 89.

[25.10.1971]



УДК 621.317.333.8:537.226

Длительная электрическая прочность полиэтилена на импульсах наносекундной длительности

Кандидаты техн. наук В. Я. УШАКОВ и В. В. БАГИН

Томский политехнический институт

Данные по одноимпульсной электрической прочности твердых диэлектриков для наносекундных экспозиций напряжения были приведены в [Л. 1]. Твердые диэлектрики характеризуются снижением электрической прочности в процессе эксплуатации, и поэтому для расчета и конструирования изоляции высоковольтных наносекундных устройств необходимо знать поведение диэлектриков при многократном воздействии импульсов напряжения.

К настоящему времени данные по длительной электрической прочности твердых диэлектриков имеются лишь для постоянного и переменного напряжений [Л. 2—4] и импульсов микросекундной длительности [Л. 5—7]. Ниже изложены результаты исследований длительной электрической прочности E_t полиэтилена высокого давления на импульсах с фронтом 1—3 нсек и длительностью плоской части 30 нсек. Частота подачи импульсов на образец изменялась от 3 до 10 Гц. Измерения значений E_t для полиэтилена выполнены в поле полусферических электродов при межэлектродном расстоянии 1,25 мм и напряженностях поля 1,24; 1,15; 1,04 и 0,96 МВ/см. Импульсы напряжения подавались двумя способами: непрерывно до пробоя и циклами по 100 импульсов с десятиминутными перерывами после каждого цикла. Каждая зависимость, представленная на рис. 1 и 3, построена на основании результатов испытаний 20 образцов, а на рис. 2—60 образцов.

Для анализа надежности изоляции необходимо знать закон распределения времени ее безотказной работы. Согласно [Л. 5], при испытании образцов диэлектриков в электрических полях с высокой напряженностью распределение Вейбулла наиболее приемлемо для обработки экспериментальных результатов. Полученные нами экспериментальные данные были обработаны в соответствии с различными законами распределения. Ни один из законов не описывает всю совокупность экспериментальных данных. Вероятность безотказной работы полиэтиленовых образцов в координатах $\lg[-\lg P(n\tau)]$ — $\lg nt$ представляет собой ломаную прямую с двумя участками, которые удовлетворительно описываются функцией Вейбулла с разными параметрами (рис. 1—3):

$$P(t) = \exp(-Bt^\gamma). \quad (1)$$

Здесь $t = n\tau$ — суммарная продолжительность импульсов, выдержанных образцом; n — число импульсов, выдержанных образцом без пробоя; τ — длительность импульса; γ и B — параметры распределения Вейбулла.

Безотказность работы $P(t)$ определялась по формуле

$$P(t) = \frac{N - N_t}{N}, \quad (2)$$

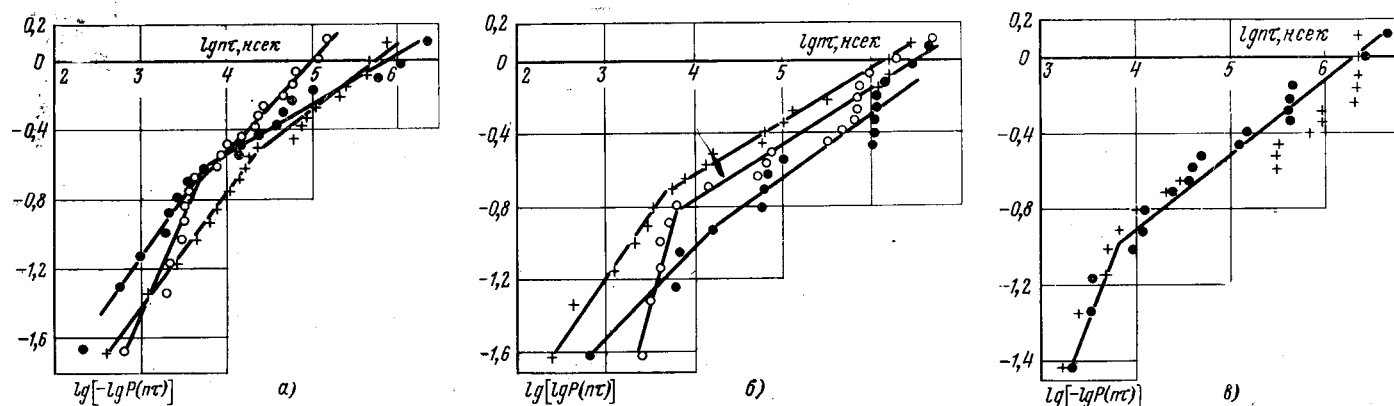


Рис. 1. Зависимость $\lg[-\lg P(\pi\tau)]$ от $\lg \pi\tau$ для образцов из полиэтилена при различной частоте подачи импульсов.
а — 1,15 МВ/см; б — 1,04 МВ/см; в — 0,96 МВ/см.
○ — 3 гц; ● — 5 гц; + — 10 гц.

где N — общее число испытываемых образцов; N_t — число образцов, пробитых через промежуток времени t .

Наличие двух участков прямых в [Л. 8] объяснено существованием двух механизмов отказов изоляции. Можно предположить, что первый участок кривой распределения соответствует области начальных отказов, связанных с наличием в изоляции невыявленных дефектов, а второй участок — области случайных и отказов по износу, определяемых соответственно случайным сочетанием неблагоприятных факторов и перестройкой структуры материалов из-за процессов старения. В пользу этого предположения говорит тот факт, что переход от одного участка к другому при данной методике приготовления образцов происходит практически при одном и том же числе импульсов (рис. 2).

Анализ данных, представленных на рис. 1, а–в, показывает, что в исследованном интервале изменения частоты следования импульсов напряжения время жизни образцов t остается практически постоянным. Проверка по критерию Вилькоксона показала, что выборки, полученные при различных частотах подачи импульсов на образец, принадлежат к одной генеральной совокупности. При дальнейшем анализе результаты эксперимента выборки, полученные для различных частот следования импульсов напряжения, но с равной напряженностью поля, объединялись в одну выборку.

Из экспериментальных данных следует, что как и на импульсах микросекундной длительности, увеличение напряженности поля снижает время жизни образцов (рис. 2).

В отличие от [Л. 9] получено незначительное расхождение во времени жизни образцов при непрерывной и циклической нагрузке (рис. 3). Последнее, вероятно, обусловлено малым количеством циклов нагружения.

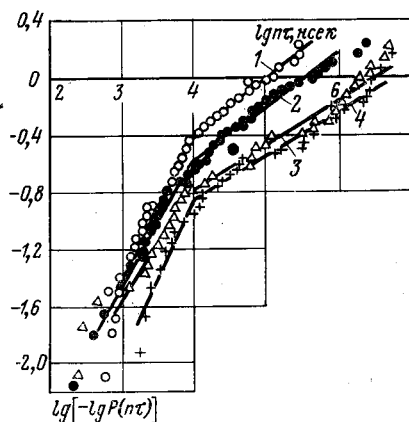


Рис. 2. Зависимость $\lg[-\lg P(\pi\tau)]$ от $\lg \pi\tau$ для образцов из полиэтилена.
1 — $E=1,24$ МВ/см; 2 — $E=2,15$ МВ/см; 3 — $E=1,04$ МВ/см; 4 — $E=0,96$ МВ/см.

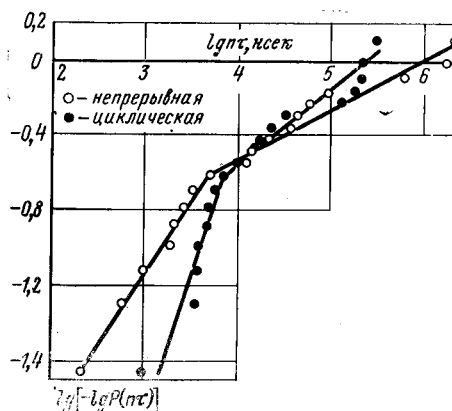


Рис. 3. Зависимость $\lg[-\lg P(\pi\tau)]$ от $\lg \pi\tau$ для образцов из полиэтилена при непрерывной (1) и циклической (2) нагрузке при $E=1,15$ МВ/см.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Багин В. В., Ушаков В. Я. Исследование электрической прочности диэлектриков применительно к изоляции высоковольтных наносекундных устройств — «Электричество», 1972, № 4, с. 76–79.
2. Основы кабельной техники. М., «Энергия», 1967. Авт.: Превезенцев В. А., Гроднев И. И., Холодный С. Д., Рязанов И. Б.
3. Койков С. Н., Цикин А. Н. Электрическое старение твердых диэлектриков. М., «Энергия», 1968.
4. Ильченко Н. С. К вопросу ионизационных испытаний изоляции высоковольтных электрических машин — Изв. вузов, «Энергетика», 1960.
5. Важов В. Ф., Дмитриевский В. С. Исследование отказов полиэтиленовой изоляции на импульсном напряжении — «Электричество», 1970, № 5.
6. Дмитриевский В. С., Лхамажапов В. А. Исследование многоимпульсной электрической прочности капрона при повышенных температурах — Изв. вузов, «Энергетика», 1971, № 1.
7. Делекторский Г. П. Закономерности пробоя высоковольтных кабелей с полиэтиленовой изоляцией при передаче импульсов напряжения — «Вестник электропромышленности», 1963, № 1.
8. Oudin J. M., Rerolle J., Thevenon H. Theorie statistique du claquage electrique — «Rev. electr.», 1968, 77, № 4.
9. Влияние цикличности воздействия напряжения на многоимпульсную прочность полимеров — Изв. вузов, «Физика», 1970, № 7. Авт.: Дмитриевский В. С., Лхамажапов В. А., Меркулов В. И., Графов В. Ф.

[22.2.1972]

К расчету феррорезонансного стабилизатора

М. М. ШТЕЙН и С. И. ЩЕРБИННИН

Томск

Несмотря на то, что феррорезонансные стабилизаторы напряжения нашли широкое применение, вопросы оптимизации подобных устройств исследованы недостаточно полно. Наиболее распространенные методики расчета, изложенные в [Л. 1, и 2], не дают уверенности в том, что рассчитанный стабилизатор обладает минимальными весом, стоимостью или габаритным объемом.

В данной статье приводится приближенный расчет феррорезонансного стабилизатора на примере схемы с резонансом токов (рис. 1) по минимуму суммарной реактивной мощности элементов с учетом возможных дестабилизирующих факторов: изменения входного напряжения, величины нагрузки и частоты питания.

При анализе были приняты следующие допущения.

1. Индукция в насыщенном сердечнике имеет синусоидальную форму. Как известно, в феррорезонансных стабилизаторах коэффициент нелинейных искажений индукции не превышает 10%;

2. Потери в нелинейном дросселе при изменении выходного напряжения остаются постоянными.

В дальнейшем использовался метод расчета нелинейных цепей по первым гармоникам напряжения и тока [Л. 3]; кривая намагничивания нелинейного дросселя аппроксимировалась степенным полиномом вида [Л. 4]:

$$h = a_1 b + a_n b^n. \quad (1)$$

В этом случае индуктивность насыщенного дросселя по 1-й гармонике определяется выражением:

$$L_s = L_s^0 \frac{1}{[1 + cB_m^{n-1}]}, \quad (2)$$

где

$$L_s^0 = \frac{\omega^2 s_{\text{ср}}}{l_{\text{ср}} a_1}; \quad c = \frac{2a_n \Gamma \left(1 + \frac{n}{2}\right)}{\sqrt{\pi} a_1 \Gamma \left(1 + \frac{n+1}{2}\right)};$$

n ; a_1 ; a_n — коэффициенты аппроксимации кривой намагничивания сердечника нелинейного дросселя; ω — число витков нелинейного дросселя; $l_{\text{ср}}$; $s_{\text{ср}}$ — средняя длина магнитной линии и сечение сердечника нелинейного дросселя;

$\Gamma \left(1 + \frac{n}{2}\right)$; $\Gamma \left(1 + \frac{n+1}{2}\right)$ — гамма-функции.

Действующее значение входного напряжения для схемы рис. 1 можно записать следующим образом:

$$U_1 = U_H \sqrt{\left\{1 + \frac{\omega L_1}{\omega L_s^0} [1 + c(pU_H)^{n-1}] - \omega^2 L_1 C\right\}^2 + \left[\frac{\omega L_1}{R_H}\right]^2}, \quad (3)$$

где

$$p = \frac{\sqrt{2}}{\omega \omega s_{\text{ср}}};$$

U_H — действующее значение выходного напряжения по 1-й гармонике; ω — частота питающего напряжения; R_H — сопротивление нагрузки, учитывающее потери мощности в элементах стабилизатора.

Считая, что изменение дестабилизирующих факторов происходит около номинальных значений соответствующих величин, можно найти относительное изменение выходного напряжения, дифференцируя (3) как неявно заданную функцию. Поскольку элементы параллельного колебательного контура

$L_s C$ работают вблизи резонанса, для упрощения полученного выражения принимаем:

$$\omega L_1 / R_H = Q_H / P = \gamma; \quad (4)$$

$$\omega L_s / R_H = Q_H / P = \vartheta, \quad (5)$$

где P — потери мощности в схеме; Q_L — реактивная мощность линейного дросселя; Q_H — реактивная мощность нелинейного

дросселя; γ — приведенная реактивная мощность линейного дросселя; ϑ — приведенная реактивная мощность нелинейного дросселя и конденсатора.

С учетом (4) и (5) выражение для относительного изменения выходного напряжения получим в виде:

$$\delta U_H = \frac{\gamma^2 (\delta U_1 + \delta R_H - \delta \omega) + \gamma \vartheta \delta \omega [F(cB_m) + 2] + \delta U_1}{\gamma^2 + \gamma \vartheta F(cB_m) + 1}, \quad (6)$$

где δU_1 , δR_H , $\delta \omega$ — относительные изменения дестабилизирующих факторов;

$$F(cB_m) = \frac{(n-1)cB_m^{n-1}}{1 + cB_m^{n-1}}.$$

Для заданных величин δU_1 , δU_H , δR_H , $\delta \omega$ и B_m выражение (6) дает связь между приведенными реактивными мощностями элементов схемы:

$$\vartheta = \frac{\gamma^2 (\sigma + \xi) + \sigma}{\gamma \varepsilon F(cB_m)}. \quad (7)$$

Здесь

$$\sigma = \delta U_1 - \delta U_H;$$

$$\xi = \delta R_H - \delta \omega;$$

$$\varepsilon = \delta U_H - \delta \omega \left[1 + \frac{2}{F(cB_m)}\right].$$

Приведенная установленная мощность феррорезонансного стабилизатора равна:

$$q_0 = Q_H / P = 2\vartheta + \gamma. \quad (8)$$

где Q_H — сумма реактивных мощностей элементов феррорезонансного стабилизатора.

Подставляя (7) в (8), получим зависимость $q_0 = f(\gamma)$, которая имеет минимальное значение при

$$\gamma_{\text{оп}} = \sqrt{\frac{\sigma}{\sigma + \xi + \frac{1}{2} \varepsilon F(cB_m)}}. \quad (9)$$

Тогда оптимальную величину параметра ϑ найдем из выражения:

$$\vartheta_{\text{оп}} = \gamma_{\text{оп}} \left[\frac{1}{2} + \frac{2(\sigma + \xi)}{\varepsilon F(cB_m)} \right]. \quad (10)$$

На рис. 2 приведены зависимости $q_0 = f(\gamma, \vartheta)$, построенные на основании выражений (7) и (8), при часто встречающихся в практике относительных изменениях дестабилизирующих факторов: $\delta U = 0,2$; $\delta R_H = 0,33$; $\delta \omega = 0,004$. Величина магнитной индукции в сердечнике нелинейного дросселя принималась $B_m = 1,9$ тл, кривая намагничивания аппроксимировалась полиномом (1) с коэффициентами $a_1 = 40$ а/м · тл, $a_n = 6,5$ а/м · тл, $n = 9$.

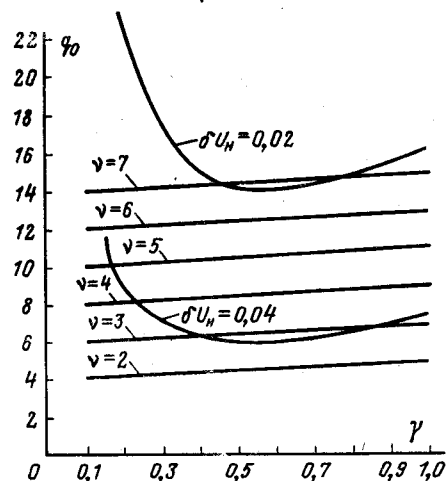


Рис. 2.

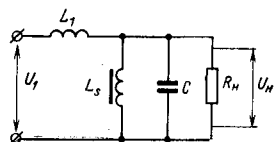


Рис. 1.

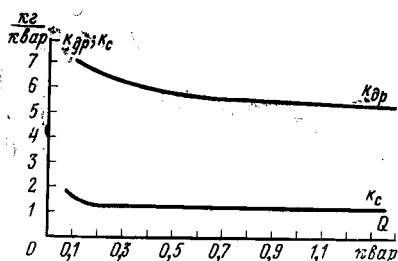


Рис. 3.

Как видно из рис. 2, кривые имеют явно выраженный минимум, соответствующий оптимальным значениям γ и Φ .

Минимум приведенной суммарной реактивной мощности является достаточно универсальным показателем, позволяющим найти одновременно несколько эксплуатационных показателей, близких к оптимальным.

Рассмотрим зависимость веса стабилизатора на единицу мощности нагрузки G_0 от величин γ и Φ при следующих допущениях: с изменением γ и Φ соотношения основных размеров, тип магнитопровода и величина магнитной индукции дросселей остаются неизменными. Такое предположение вполне оправдано, поскольку согласно [Л. 5 и 6] оптимальная геометрия и тип магнитопровода определяются оптимизируемым показателем и параметром ϵ , который для заданной мощности нагрузки можно считать постоянным.

В этом случае вес любого элемента феррорезонансного стабилизатора определяется выражением:

$$G = kQ, \quad (11)$$

где Q — реактивная мощность элемента; k — удельный вес элемента на единицу реактивной мощности.

Выражение для удельного веса линейного и нелинейного дросселей имеет вид:

$$k_{др} = \frac{2k_1}{\omega B_m H_m V_c^0 k_c}, \quad (12)$$

где $k_1 = k_c V_c^0 \gamma_c + k_0 V_0^0 \gamma_0$; $B_m H_m$ — максимальные значения индукции и напряженности магнитного поля в сердечнике дросселя; k_c , k_0 — коэффициенты заполнения сечения и окна сердечника; γ_c , γ_0 — удельные веса стали сердечника и материала обмотки; V_c^0 , V_0^0 — безразмерные величины объемов сердечника и обмотки дросселя.

Зависимость $k_{др} = f(Q)$ (рис. 3), полученная для линейного дросселя по данным [Л. 5], подтверждает возможность принятых допущений и справедливость того, что $k_{др}$ для заданной мощности P можно считать постоянной величиной.

Удельный вес конденсатора для значений реактивных мощностей от 100 в·а и больше определяется только типом конденсатора и не зависит от величины его мощности. Это видно из зависимости $k_c = f(Q)$, полученной по справочным данным для конденсаторов типа МБГЧ-1 (рис. 3).

Тогда

$$G_0 = k_{\pi}(\gamma + k_0 \Phi). \quad (13)$$

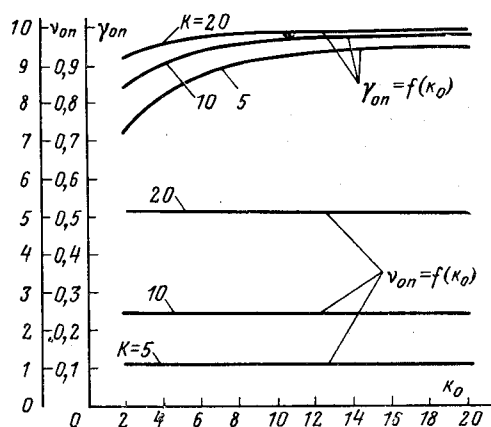


Рис. 4.

Здесь

$$k_0 = \frac{k_{\pi} + k_c}{k_{\pi}},$$

где k_{π} , k_{π} , k_c — коэффициенты удельных весов линейного, нелинейного дросселей и конденсатора.

Оптимальное соотношение между γ и Φ определяется выражением (7) и выражением в скобках равенства (13). Последнее при $k_0 = 2$ совпадает с приведенной суммарной мощностью стабилизатора. Наибольшее влияние k_0 на величины $\gamma_{оп}$, $\Phi_{оп}$ будет при $\delta R_{\pi} = \delta \omega = 0$.

Построенная с учетом этой зависимости $\Phi_{оп} = f(k_0)$ на рис. 4 (где k — коэффициент стабилизации), которая в основном определяет вес стабилизатора, практически не изменяется для всех близких к реальным значениям k_0 . Величина $\gamma_{оп}$ изменяется более сильно, однако общее изменение веса при этом будет незначительно.

Аналогичные результаты можно получить при определении $\gamma_{оп}$, исходя из минимума стоимости или габаритного объема феррорезонансного стабилизатора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лурье А. Г. Теория феррорезонансных стабилизаторов напряжения. М., Госэнергоиздат, 1958.
2. Богданов Д. И., Евдокимов Г. К. Феррорезонансные стабилизаторы. М., Госэнергоиздат, 1958.
3. Бессонов Л. А. Нелинейные электрические цепи. М., «Высшая школа», 1964.
4. Бамдас А. М., Савинский А. С., Гонцовская А. С. Определение оптимального степенного полинома для аппроксимации основной кривой намагничивания — Изв. вузов, «Электромеханика», 1966.
5. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1969.
6. Бамдас А. М., Савиновский Ю. А. Управляемые дроссели радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1966. [11.6.1971]

УДК 621.316.38:629.735.33

Молниезащита обтекателя самолета

В. М. БРЕХОВ и В. П. ЛАРИОНОВ

Московский энергетический институт

Носовой обтекатель является одной из наиболее часто поражаемых молнией частей самолета. Если он закрывает собой антенны, то его выполняют из диэлектрического материала. В этом случае для защиты обтекателя от разрушения молнией на его поверхности располагают систему молниеприемников, которые представляют собой металлические проводники (полосы), электрически соединенные с металлическим фюзеляжем.

Площадь поперечного сечения проводника выбирается достаточной для того, чтобы они могли выдерживать воздействие проходящего по ним тока молнии. Количество проводников и их расположение на обтекателе, определяемые экспериментально, должны обеспечивать защиту его диэлектрической поверхности от поражения молнией при минимальном ухудшении радиопрозрачности обтекателя.

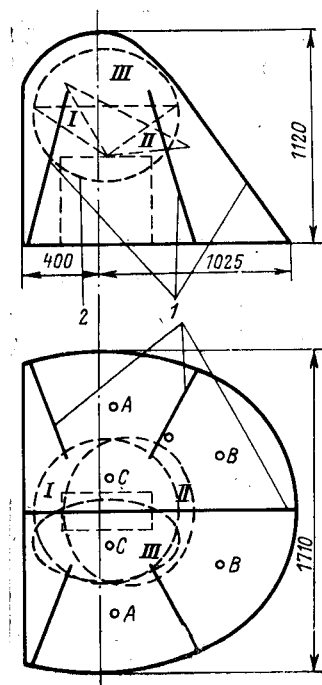


Рис. 1. Схематический чертеж радиотехнического обтекателя.

1 — молниеприемники; 2 — антенна; I, II и III — положения антенны.

можно было принять H равным «расстоянию ориентировки», то это бы отражало реальные условия, возникающие при ударах молнии. Однако определение расстояния ориентировки сопряжено с большими трудностями, и по современным теоретическим оценкам оно составляет 30—100 м [Л. 1]. В настоящее время нет возможности получать разряды подобной длины, поэтому была принята следующая схема исследования: эксперименты проводились при значениях H до 2 м; находилась функциональная зависимость поражаемости диэлектрического покрытия поверхности обтекателя от расстояния H и посредством экстраполяции производилась оценка поражаемости при минимальном расстоянии ориентировки.

В лаборатории ТВН МЭИ был подвергнут испытаниям радиотехнический обтекатель, основные размеры которого показаны на рис. 1. Там же приведено размещение на нем молниеприемников, выполненных в виде полос из дюраля сечением $2,5 \times 8$ мм². Внутри обтекателя была помещена антенна, поскольку она оказывает влияние на распределение электрического поля вблизи обтекателя и, следовательно, на поражаемость его поверхности. Испытания проводились при трех положениях антенны. В одном положении ее зеркало было перпендикулярно оси обтекателя. Два других положения соответствовали максимальному отклонению антенны во взаимно перпендикулярных плоскостях (рис. 1).

Наиболее вероятными местами прорыва молнии между молниеприемниками являются точки A, B и C, поскольку они равноудалены от молниеприемников и находятся на наибольших расстояниях от них. В связи с этим стержневой электрод, на который подавалось напряжение от генератора импульсов (номинальное напряжение 1800 кВ, емкость при разряде 0,028 мкФ), располагался по нормальным к поверхности обтекателя в указанных точках. При каждом положении стержня производилось 50 разрядов. Вероятность поражения поверхности обтекателя определялась с помощью фотографий.

Результаты испытания показали, что наиболее уязвимой является точка C при втором положении антенны (рис. 1). На рис. 2 показаны вероятности поражения поверхности обтекателя вблизи точки C в зависимости от расстояния H между стержневым электродом и обтекателем.

На основе экстраполяции данных рис. 2 (кривая 2) оценена вероятность поражения поверхности обтекателя при расстоянии ориентировки порядка десятков метров. При $H = 30$ —40 м эта вероятность составляет примерно 2,5%. Это

При экспериментах молния моделируется искровыми разрядами, возникающими между стержневым электродом и обтекателем при подаче на стержень стандартных импульсов высокого напряжения положительной полярности; молниеприемники обтекателя при этом заземляются.

Если стержневой электрод расположен по нормали к поверхности обтекателя в точке A (рис. 1), которая равноудалена от молниеприемников, то поражаемость поверхности вблизи этой точки существенно зависит от расстояния H между концом электрода и точкой A. Если H меньше расстояния между стержнем и одним из молниеприемников, то большая часть разрядов будет поражать поверхность обтекателя вблизи точки A. По мере же увеличения H вероятность поражения поверхности все время уменьшается, а поражаемость молниеприемников увеличивается, т. е. изменяется защищенность поверхности обтекателя.

Канал лидера молнии начинает развиваться по случайной траектории и на самолет ориентируется только после приближения к нему на некоторое расстояние. Очевидно, если бы

Рис. 2. Вероятность поражения поверхности обтекателя в зависимости от высоты стержневого электрода, расположенного над точкой C.

Номер кривой соответствует положению антенны.

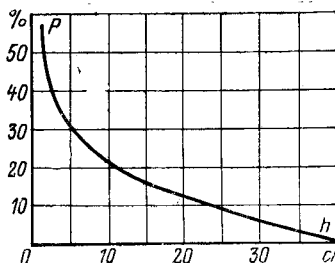
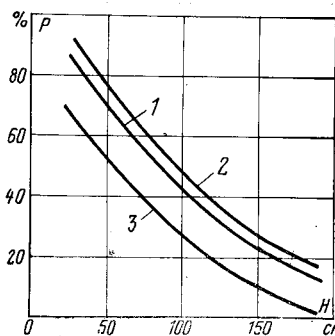


Рис. 3. Вероятность поражения поверхности обтекателя в зависимости от высоты полос молниеприемного устройства ($H=100$ см, точка C, положение антенны II).

достаточно высокая поражаемость. Для снижения ее может быть применен ряд мер. Например, можно увеличить ширину полос, из которых выполнены молниеприемники. Как видно из рис. 3, с помощью такого мероприятия можно практически исключить поражения поверхности обтекателя.

Другой мерой может быть уменьшение расстояний между молниеприемниками. Однако следует иметь в виду, что при сокращении расстояний между молниеприемниками увеличивается их число и, следовательно, снижается радиопрозрачность обтекателя. В этом отношении лучший результат, по-видимому, может быть достигнут при замене полос отдельными металлическими элементами с малой площадью поверхности, которые соединяются между собой и с фюзеляжем с помощью специально подобранного полупроводящего покрытия обтекателя [Л. 2].

Проверка молниеприемников на термическую и механическую устойчивость производилась с помощью воздействия на них разрядов от генератора больших импульсных токов. Амплитуда тока доходила до 100 кА, а суммарный заряд до 230 к. Такие амплитуды тока встречаются в 2% ударов молнии, а заряды — в 1% ударов [Л. 3].

Поскольку наибольшее количество энергии выделяется в месте контакта канала молнии с металлической полосой (вследствие приэлектродного падения напряжения), то между выходным электродом генератора импульсных токов и молниеприемником создавался воздушный промежуток.

Результаты испытаний показали, что полосы из дюраля сечением 20—25 мм² выдерживают разряды с максимальными параметрами, хотя при этом и возникают значительные оплавления молниеприемников.

При конструировании молниезащитного устройства следует обратить внимание на крепление молниеприемников к корпусу обтекателя. В точках крепления нельзя уменьшать площадь поперечного сечения полос. Присоединение полос к фюзеляжу должно производиться надежно, например, с помощью сварки.

Авторы благодарят за поддержку и помощь в работе Б. А. Смольцова.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Colde R. H. The Lightning Conductor — «J. Franklin Inst.», 1967, № 6, 283.
2. Omason Myron P., Cassell George J. Random lightning protection means. (McDonnell Douglas Corp.), патент США, кл. 315—36, № 3416027, заявл. 10.03.67, опубл. 10.12.687 (РЖ «Электротехника и энергетика», Е386, № 4, 1970).
3. Berger K., Vogelsanger E. Messungen und Resultate der Blitzforschung der Jahre 1955...1963 auf dem Monte San Salvatore — «Bull. SEV», 1965, № 1, с. 6.

[14.4.1972]

Применение деревянных опор на линиях электропередачи

(Статья В. В. Бургсдорфа, В. В. Овсенко и В. С. Рашкеса, «Электричество», 1970, № 3)

В. С. САРЫЧЕВ

Москва

За последние 15 лет деревянные опоры на ВЛ напряжением 0,4—220 кВ были в основном вытеснены из массового строительства железобетонными опорами и деревянными стойками с железобетонными приставками. Так, в 1968 г. из общей протяженности ВЛ напряжением 0,4—20 кВ протяженность линий на деревянных опорах составила 16%, на железобетонных — 28%, на деревянных столбах с железобетонными приставками — 56%. Удельный вес деревянных опор в линиях напряжением 35 кВ и выше сократился до 7—10%. Даже в районах Сибири и Дальнего Востока преимущественное применение для линий 35—220 кВ получили не деревянные, а железобетонные опоры. Доля ВЛ на деревянных опорах в Сибири составляет всего 15%.

Проведенные за последние годы институтом Энергосетьпроект, ВНИПИсельэлектро и другими организациями технико-экономические исследования показали, что целесообразно расширить область применения деревянных опор. Однако результаты этих исследований медленно внедряются в практику строительства, поскольку имеются и другие точки зрения, в частности, предложение увеличить в перспективе объем производства железобетонных опор линий электропередач и связи в 2,5—3 раза по сравнению с уровнем 1970 г.

На эффективность применения конструкций из различных материалов и выбор материала для конструкций влияет множество факторов [Л. 1] и в том числе:

- наличие сырьевой и производственной базы и возможность и целесообразность ее развития;
- уровень цен на материалы и конструкции;
- степень удаленности объектов строительства от баз строительной индустрии и условия транспортировки конструкций;
- продолжительность функционирования объекта, долговечность и надежность конструкций;
- природно-климатические и социально-экономические факторы.

Применительно к опорам ВЛ можно привести еще такую группу факторов как параметры линий (напряжение, сечение проводов и др.).

Рассмотреть подробно все факторы в одной статье не представляется возможным, поэтому остановимся лишь на некоторых из них.

В Советском Союзе сосредоточена одна четвертая часть всех лесных ресурсов мира и половина запасов хвойной, наиболее ценной для строительства древесины. Общий запас древесины на корню составляет 80 млрд. м³, ежегодный прирост — 870 млн. м³, объем заготовок древесины без ущерба для общего запаса может быть доведен до 600—650 млн. м³ в год, т. е. в 1,5 раза больше по сравнению с существующим объемом заготовок. Из общих запасов древесины примерно 1/3 приходится на ливенницу, которая еще не получила в строительстве ВЛ должного использования, несмотря на ряд ценных качеств ее [Л. 2]. Наиболее благоприятные возможности для применения деревянных опор с точки зрения сырьевой базы имеются в районах Сибири, Дальнего Востока, северных областях Европейской части СССР.

База по производству деревянных пропитанных опор развития в настоящее время недостаточно и не покрывает всей потребности энергосетевого строительства и нужд капитального ремонта, что приводит к применению в значительных масштабах неопропитанных опор. Известно также, что в 1967 г. в РСФСР из общей протяженности линий электропередачи напряжением 0,4—20 кВ 56% было сооружено с применением неопропитанных столбов на железобетонных приставках.

Возможны два пути удовлетворения потребности в качественных долговечных опорах. Первый путь — это увеличение мощности машиностроительных заводов и объема лесозаготовок для покрытия потребностей энергосетевого строительства и нужд эксплуатации. Второй путь — это дальнейшее развитие производства железобетонных опор и материалов для них. Расчеты показывают, что при применении деревянных опор капитальные вложения в базу в 1,5—2 раза меньше, чем

при железобетонных, поэтому с этой точки зрения более широкое применение деревянных опор безусловно предпочтительнее.

Следует оговорить, что в качестве показателя сравнительной экономической эффективности должен приниматься минимум приведенных или суммарных народнохозяйственных затрат, а не минимум капитальных вложений в базу.

Уровень цен на взаимозаменяемые конструкции из различных материалов по районам страны существенно меняется. Так, цены на сборные железобетонные опоры и приставки, в соответствии с прейскурантом № 06—08 могут изменяться по отдельным районам страны в 2,7 раза [Л. 3]. При этом в большинстве районов с высоким уровнем цен на сборный железобетон древесина является местным материалом, цены на круглый лес минимальны и применение деревянных опор при прочих равных условиях будет наиболее эффективным (см. таблицу).

Экономический эффект от применения деревянных пропитанных опор вместо железобетонных (в расчете на 1 м³ объема деревянных опор), руб.

Территориальный район строительства	Напряжение, кВ				
	0,4	6—20	35	110	220
Московская область	—37	—47	—22 +27	—68 —25	—64 —26 (—14) (+24)
Свердловская область	—	—	—73 —23	—83 —38	—91 —54 (—38) (—0,4)
Туркменская ССР	—	—	—37 +70	—51 +50	—57 +29 (—28) (+55)
Иркутская область	—71	—61	—75 —25	—88 —40	—96 —57 (—51) (+10)

Примечания. 1. Уменьшение приведенных затрат со знаком (—), увеличение со знаком (+).

2. В числителе экономический эффект при сроке службы деревянных опор 30 лет, в знаменателе — при сроке службы 20 лет (1, 9 и 15 территориальные районы) и 15 лет (11 территориальный район). Срок службы железобетонных опор принят равным 50 годам (для ВЛ 35—220 кВ). Показатели в скобках даны для трассовых опор.

3. Таблица составлена по данным института Энергосетьпроект и ВНИПИсельэлектро [Л. 4 и др.] для различных условий трасс ВЛ различного напряжения.

Из таблицы видно также, как влияют на эффективность сроки службы деревянных опор и требования к грозоупорности линий (необходимость установки грозозащитного троса при деревянных опорах). Здесь же следует отметить, что по мнению некоторых специалистов срок службы железобетонных опор меньше 50 лет (не более 35—40 лет), поэтому можно считать, что эффект от применения деревянных опор при сроке службы железобетонных опор 35—40 лет будет выше указанного в таблице.

Деревянные опоры в несколько раз легче железобетонных, они более транспортабельные, менее подвержены повреждениям в процессе перевозок, для их монтажа требуются меньшие грузоподъемности. Несмотря на очевидную нецелесообразность, железобетонные стойки в ряде случаев перевозятся по железной дороге на расстояния до 4000 км, что приводит к браку стоек, достигающему 20%. Происходят повреждения опор и во время перевозки их от станции назначения до места установки. Все это снижает эффективность применения железобетонных опор. Преимущества деревянных опор по сравнению с железобетонными существенно возрастают в условиях резко пересеченной и горной местности, когда трудно или невозможно обеспечить транспортировку железобетонных стоек опор ВЛ длиной до 22 м наземным транспортом.

Долговечность деревянных опор, пропитанных в соответствии с техническими условиями, составляет 25—30 лет. В настоящее время долговечность деревянных опор, как правило, меньше и составляет при пропитке на действующих предприятиях в среднем 15—20 лет, а по отдельным линиям менее 10 лет, что объясняется низким качеством пропитки деревянных столбов. Как видно из таблицы, при снижении срока службы деревянных опор до 15—20 лет эффективность их применения существенно снижается и для ряда районов становится более эффективным применение более дорогих, но более долговечных железобетонных опор. Недостаточная в настоящее время долговечность деревянных опор может служить основанием для отказа от их применения. Однако необходимо не отказываться от применения деревянных опор по этой причине, а принять все необходимые меры для резкого повышения качества пропитки за счет или создания переходящих запасов древесины для обеспечения ее естественной сушки перед пропиткой, или применения перед пропиткой высокотемпературной сушки в петролатуме по опыту Ленинградского мачтопропиточного завода. Отечественный и зарубежный опыт убедительно свидетельствует о возможности при надлежащем качестве пропитки обеспечить срок службы деревянных опор не менее 25—30 лет.

Следует отметить, что не во всех случаях применение более долговечных железобетонных опор будет иметь преимущества по сравнению с применением менее долговечных деревянных. Имеется немало случаев строительства ВЛ для объектов, где не имеет смысла увеличение затрат на применение опор с физическим сроком службы большим, чем срок функционирования объектов или моральный срок службы линии. Так, ВНИИсельэлектро отмечает, что моральный срок службы опор линий электропередачи напряжением 0,4—20 кВ в среднем не превышает 15 лет, что объясняется большими темпами роста потребления электроэнергии на селе.

Как уже отмечалось, широко применяются опоры из деревянных непропитанных столбов с железобетонными приставками. По нашему мнению, нецелесообразно применять дорогие железобетонные приставки, преимущество большего срока службы которых практически не используется. По-видимому, более рациональным было бы использовать пропитанные деревянные приставки, имеющие меньший срок службы, чем железобетонные, но больший, чем срок службы непропитанных столбов.

Касаясь перспективы, по нашему мнению, не имеется никаких оснований предусматривать рост объемов производства железобетонных опор. Во-первых, потому что объем строительства ВЛ напряжением 0,4—20 кВ, достигнутый в 1970 г., не только не будет увеличиваться, а наоборот будет снижаться, так как в ближайшие годы будет в основном решена задача электрификации села. Во-вторых, экономически эффективно расширить применение деревянных опор за счет сокращения применения железобетонных опор. С народнохозяйственной точки зрения более выгодным является развитие производства деревянных опор за счет увеличения мощностей

мачтопропиточных заводов. Впредь до создания сети мачтопропиточных заводов, обеспечивающих полностью потребности энергосетевого строительства в пропитанных столбах, может быть целесообразным в ряде районов страны применение непропитанных столбов из лиственницы зимней рубки (подсушенных до установки), срок службы которых составляет не менее 20—25 лет, а на некоторых линиях, эксплуатирующихся в Сибири и на Дальнем Востоке, достигал 30—35 лет. Применение деталей опор из лиственницы зимней рубки без предварительной подсушки до установки не обеспечивает длительность срока службы опор и не может быть рекомендовано для постоянных линий.

Учитывая результаты исследований Ростовского и Сибирского отделений института Энергосетьпроект, ВНИИсельэлектро, НИИЭС и других организаций, можно сделать следующие основные выводы и рекомендации.

1. Деревянные опоры на ВЛ напряжением 0,4—20 и 35—220 кВ при надлежащем качестве пропитки в большинстве районов страны экономически эффективнее железобетонных и металлических опор и деревянных столбов с железобетонными приставками, поэтому следует существенно расширить области их применения в текущем пятилетии.

2. Необходимо расширить сеть мачтопропиточных заводов и существенно повысить качество пропитки на действующих предприятиях с тем, чтобы обеспечить срок службы деревянных опор не менее 25—30 лет.

3. Развитие производства железобетонных опор для строительства ВЛ экономически неэффективно.

4. В большинстве районов страны при строительстве ВЛ напряжением 0,4—220 кВ следует преимущественно применять деревянные опоры из пропитанной древесины. Применение железобетонных опор может быть эффективным при строительстве линий в безлесных районах, применение деревянных столбов с железобетонными приставками вместо цельнодеревянных может быть целесообразным при прокладке линий в местах, где возможны низовые пожары, применение стальных опор может быть целесообразным при особых грунтовых условиях в качестве анкерных, а также при строительстве в труднодоступных районах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сарычев В. С. и др. Экономическая эффективность применения конструкций из различных материалов (в промышленных зданиях и сооружениях). Стройиздат, 1971.
2. Повышение эффективности конструкционного использования древесины в строительстве. Материалы Всесоюзного совещания. «Стройиздат», 1968.
3. Прейскурант. Оптовые цены на железобетонные изделия. Госкомитет цен при Госплане СССР. «Прейскурантгиз», 1969.
4. Сарычев В. С., Кулешов А. П., Ручьева Р. Е. О выборе наиболее эффективного материала для опор ВЛ — «Энергетическое строительство», 1970, № 1.



ПОПРАВКИ

В журнале «Электричество» № 8, 1972 г. в статье «Академик Владимир Федорович Миткевич, его труды и прогрессивные идеи» допущены следующие опечатки.

На стр. 4 (10-я строка снизу, левая колонка) следует читать: «Гипотеза вихревого электрона». На той же странице (3-й абзац сверху, правая колонка) следует читать «...в журнале «Physical Review» (D. v. 3, № 2, 12 January 1971)»...

ВНИМАНИЕ!

В специализированных магазинах стандартов имеются в наличии следующие ГОСТы:

ГОСТ 12022-66. Трансформаторы трехфазные силовые масляные общего назначения мощностью от 25 до 630 $\text{kB} \cdot \text{a}$ на напряжение до 35 kB включительно. Основные параметры и технические требования.

ГОСТ 12049-66. Электродвигатели постоянного тока для аккумуляторных погрузочно-разгрузочных машин, электротягачей и электротележек. Технические требования.

ГОСТ 12058-66. Токоприемники электроподвижного состава магистральных железных дорог.

ГОСТ 12059-66. Элементы нормальные (меры электродвижущей силы). Методы поверки.

ГОСТ 12123-66. Лампы накаливания электрические рудничные.

ГОСТ 12139-66. Машины электрические мощностью до 10 000 kBt . Ряды номинальных мощностей.

ГОСТ 12232-71. Щетки для электрических машин. Типы и размеры.

ГОСТ 12259-66. Машины электрические. Методы определения расхода охлаждающего воздуха.

ГОСТ 12327-66. Машины электрические. Остаточные неуравновешенности роторов. Нормы и методы измерений.

ГОСТ 12379-66. Машины электрические. Методы оценки вибрации.

ГОСТ 12496-67. Цилиндры и трубки электротехнические стеклоэпоксидные.

ГОСТ 12537-67. Элементы сухие электрохимической системы цинк — окись ртути.

ГОСТ 12648-67. Изоляторы фарфоровые линейные подвесные высоковольтные ПФ20-А. Основные размеры.

ГОСТ 12650-67. Изоляторы фарфоровые линейные подвесные высоковольтные ПФ6-Б. Основные размеры.

ГОСТ 12652-67. Стеклотекстолит электротехнический листовой.

ГОСТ 12670-67. Изоляторы фарфоровые для контактной сети электрифицированных железных дорог.

ГОСТ 12682-67. Электродвигатели шаговые общепромышленного применения.

ГОСТ 12796-67. Сердечники для намотки магнитной ленты шириной 6,25 мм .

ГОСТ 12918-67. Щетки для электрических бритв. Размеры и технические требования.

ГОСТ 12965-67. Трансформаторы трехфазные силовые масляные общего назначения мощностью от 2 500 до 400 000 $\text{kB} \cdot \text{a}$ класса напряжения 110 kB . Основные параметры и технические требования.

ГОСТ 13033-67. Приборы и устройства электрические аналоговые ГСП. Общие технические требования.

ГОСТ 13051-67. Машины вычислительные электронные. Устройства ввода перфокартные. Общие технические требования.

ГОСТ 13236-67. Периклаз электротехнический.

ГОСТ 13267-67. Машины электрические и непосредственно соединяемые с ними неэлектрические. Высоты оси вращения. Размеры.

ГОСТ 13268-67. Электронагреватели трубчатые (ТЭН).

ГОСТ 13276-67. Арматура воздушных линий электропередачи и открытых распределительных устройств. Технические требования.

ГОСТ 13333-67. Контакты электрические коммутирующие металлокерамические на основе вольфрама.

ГОСТ 13562-68. Двигатели трехфазные асинхронные влагостойкие мощностью от 0,6 до 100 kBt . Общие технические требования. Методы испытаний.

ГОСТ 13567-68. Реле направления мощности защитные вторичные. Технические требования.

ГОСТ 13608-68. Генераторы переменного тока мощностью до 4 000 Bt для автомобилей и автобусов. Габаритные и присоединительные размеры.

ГОСТ 13822-68. Электростанции и электроагрегаты дизельные мощностью до 200 kBt . Типы. Технические требования.

ГОСТ 13828-68. Светильники. Виды и обозначения.

ГОСТ 13859-68. Двигатели трехфазные короткозамкнутые асинхронные серии А2 и АО2 мощностью от 0,6 до 100 kBt .

ГОСТ 13872-68. Изделия керамические электротехнические. Предельные отклонения от номинальных размеров, формы и расположения поверхностей.

ГОСТ 13951-68. Изоляторы проходные армированные фарфоровые с усиленной внешней изоляцией для наружных установок напряжением 35 kB . Основные параметры и размеры.

ГОСТ 14014-68. Преобразователи измерительные аналого-цифровые постоянного напряжения и тока ГСП. Основные параметры. Технические требования.

ГОСТ 14015-68. Преобразователи измерительные цифрового кода в напряжение или тока ГСП. Основные параметры. Технические требования.

ГОСТ 14087-68. Приборы электрические бытовые.

ГОСТ 14170-69. Фритюрницы электрические. Основные параметры и размеры.

ГОСТ 14177-69. Электрошпиндели шлифовальные высокоскоростные.

ГОСТ 14197-69. Изоляторы стеклянные линейные подвесные высоковольтные.

ГОСТ 14254-69. Электрическое оборудование напряжением до 1 000 В . Оболочки. Степени защиты.

ГОСТ 14307-69. Зажимы натяжные монтажные для воздушных линий электропередачи.

ГОСТ 14626-69. Лампы мощные генераторные типа ГУ-27 А для устройств широкого применения.

ГОСТ 14692-69. Вставки угольные контактные для токоприемников электроподвижного состава.

ГОСТ 14695-69. Подстанции комплектные трансформаторные мощностью до 2 500 $\text{kB} \cdot \text{a}$ на напряжение до 10 kB включительно. Общие технические требования.

ГОСТ 14696-69. Стабилизаторы напряжения для бытовой радиотехнической аппаратуры.

ГОСТ 14744-69. Электродвигатели для бытовых холодильников.

ГОСТ 14795-69. Датчики электрические с силовой компенсацией ГСП. Дифференциальные манометры на предельно допускаемое рабочее избыточное давление 400 кгс/см^2 (40 Мн/м^2).

ГОСТ 14867-69. Провода автотракторные высокого напряжения с поливинилхлоридной изоляцией для приборов зажигания.

ГОСТ 14868-69. Преобразователи электромашинные мощностью от 8 до 200 kBt частотой от 1 000 до 18 000 Гц . Основные параметры.

ГОСТ 14879-69. Тиристоры. Метод измерения тока и напряжения спрямления.

ГОСТ 14880-69. Тиристоры. Метод измерения тока включения.

ГОСТ 14882-69. Тиристоры. Метод измерения остаточного напряжения.

ГОСТ 14884-69. Изоляторы фарфоровые линейные высоковольтные подвесные и штыревые. Качество поверхности. Технические требования.

ГОСТ 14885-69. Изоляторы фарфоровые линейные штыревые высоковольтные типа ШФ10-В. Основные параметры и размеры.

ГОСТ 14965-69. Генераторы синхронные со статической системой возбуждения. Общие технические требования.

ГОСТ 14966-69. Провода алюминиевые круглого сечения, изолированные высокопрочной эмалью.

ГОСТ 15047-69. Электроприборы нагревательные бытовые. Термины и определения.

ГОСТ 15063-69. Двигатели трехфазные синхронные мощностью от 110 до 1 000 kBt . Технические требования.

ГОСТ 15176-70. Шины прессованные электротехнического назначения из алюминия и алюминиевых сплавов.

ГОСТ 16165-70. Генераторы транзисторные ультразвуковые для технологических установок. Общие технические условия.

ГОСТ 16186-70. Провода обмоточные высокочастотные.

ГОСТ 16311-70. Двигатели трехфазные асинхронные короткозамкнутые взрывобезопасные серии ВАО мощностью от 132 до 1000 квт. Общие технические требования.

ГОСТ 16323-70. Электропечи индукционные плавильные. Общие технические условия.

ГОСТ 16348-70. Электропечи индукционные плавильные вакуумные. Общие технические требования.

ГОСТ 16352-70. Машины электрические вращающиеся. Виды. Термины и определения.

ГОСТ 16354-70. Лампы ртутные дуговые высокого давления с исправленной цветностью.

ГОСТ 16372-70. Машины электрические вращающиеся. Допустимые уровни шума.

ГОСТ 16418-70; 16421-70. Изоляторы стеклянные линейные подвесные, высоковольтные.

ГОСТ 16450-70. Зажимы поддерживающие глухие угловые.

ГОСТ 16507-70. Провода обмоточные с эмалево-волоконистой изоляцией.

ГОСТ 16555-70. Трансформаторы трехфазные силовые герметизированные с негорючим жидким диэлектриком мощностью от 160 до 2500 кв·а классов напряжения 6 и 10 кв. Основные параметры и технические требования.

ГОСТ 16565-71. Двигатели трехфазные асинхронные короткозамкнутые взрывобезопасные для привода очистных комбайнов. Общие технические требования.

ГОСТ 16617-71. Электрорадиаторы маслonaполненные бытовые.

ГОСТ 16708-71. Переключатели пакетные. Общие технические условия.

ГОСТ 16751-71. Лампы электронные электрометрические. Методы измерения тока управляющих сеток.

ГОСТ 16752-71. Лампы импульсные модуляторные. Основные параметры.

ГОСТ 16753-71. Лампы приемо-усилительные. Методы испытаний на термоустойчивость стекла и спая стекла с металлом.

ГОСТ 16754-71. Лампы электронные маломощные типа 6Н6П для устройств широкого применения.

ГОСТ 16755-71. Приборы электроннолучевые приемные. Метод измерения неравномерности яркости свечения экрана.

ГОСТ 16802-71. Лампы мощные генераторные типа ГУ-40Б-1 для устройств широкого применения.

ГОСТ 16809-71. Аппараты пускорегулирующие для газоразрядных ламп. Общие технические условия.

ГОСТ 16837-71. Подстанции шахтные комплексные трансформаторные взрывобезопасные передвижные. Общие технические требования.

ГОСТ 17099-71. Лампа электронная маломощная типа 2Д2С для устройства широкого применения.

ГОСТ 17154-71. Машины электрические вращающиеся. Характеристики, расчетные параметры и режимы работы. Термины и определения.

ГОСТ 17190-71. Изоляторы фарфоровые линейные подвесные высоковольтные для районов с загрязненной атмосферой. Общие технические условия.

Адреса магазинов стандартов:

Оптово-розничный магазин: Москва, 117259, Б. Черемушкинская ул., д. 32, корп. 2, тел. 125-27-27

Магазин № 1: Москва, 117049, Донская ул., д. 8, тел. 236-34-48, 236-50-34

Магазин № 2: Ташкент, 100, ул. Богдана Хмельницкого, д. 61

Магазин № 3: Ленинград, 190121, ул. Декабристов, д. 43/45, тел. 16-60-64

Магазин № 4: Рига, 47, ул. Аудею, д. 1, тел. 221-13-41

Магазин № 5: Киев, 73, ул. Фрунзе, д. 152, тел. 35-42-70, 35-22-30

Магазин № 6: Минск, 70, Партизанский пр., д. 18а, тел. 44-01-04

Магазин № 7: Тбилиси, 60, пр. Важа Пшавела, д. 20, тел. 37-56-13

Магазин № 8: Алма-Ата, 10, ул. Мынбаева, д. 47

Магазин № 9: Ереван, 6, ул. Таманцинери, д. 21, тел. 42-33-91, 42-08-52

Магазин № 10: Краснодар, 23, ул. Октябрьская, д. 18, тел. 9-26-25

Магазин № 11: Ашхабад, 744000, ул. Союзная, д. 14, тел. 5-67-81

Магазин № 12: Харьков, 78, ул. Дзержинского, д. 38, тел. 43-27-43

Магазин № 13: Новосибирск, 630108, ул. Котовского, д. 47, тел. 44-60-36

Во всех магазинах Вы сможете приобрести: государственные стандарты для всех отраслей народного хозяйства, книги и брошюры по вопросам стандартизации, качества и надежности продукции, метрологии и измерительной техники, а также издания Государственной службы стандартных и справочных данных.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (зам. главного редактора), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, Д. В. Разевиг (главный редактор), А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. Н. Никитина

Сдано в набор 14/IX 1972 г.

Формат 60×90¹/₈

Тираж 10 164 экз.

Подписано к печати 1/XI 1972 г.

Усл. п. л. 12

Зак. 1350

Т-17659

Уч.-изд. л. 14,39

Цена 80 коп.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР. Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

Емельянов Н. П., Мельников Н. А., Роддатис В. К. и Шеренцис А. Н. — Возможности снижения потерь в линиях электропередачи 220—750 кВ с учетом короны путем регулирования рабочего напряжения	58
Левиуш А. И., Микуцкий Г. В. и Сапир Е. Д. — Уменьшение влияния помех от короны на работу высокочастотного канала дифференциально-фазной защиты	62
Стефан Илиев — Влияние некоторых факторов и их погрешности на динамическую устойчивость энергосистем	67
Дроздов А. Д., Висящев А. Н., Баглейбтер И. З. и Хомутов Б. А. — Каскадный трансформатор тока с дополнительной ступенью	72
Копылов И. П. и Соломахин Д. В. — Дифференциальные уравнения несимметричной асинхронной машины с переменными параметрами	76
Панфилов Н. А. — Пульсации тока и напряжения трехфазного вентильного генератора при активной нагрузке	79
Бертинов А. И. и Фарбовский А. А. — Электромагнитный момент двигателя с катящимся ротором с расщепленным несимметричным при питании по схеме с вентильной коммутацией	82
Караев Р. И. и Лямец Ю. Я. — О применении разностных уравнений длинной линии	84
Фархи С. Л. и Хинова И. Г. — Метод анализа синусоидальных режимов в нелинейных цепях с ферромагнитной индуктивной связью	86
Войтик М. С. — Структурное представление и анализ устойчивости САР тиристорных стабилизированных выпрямителей	88
Каганов И. Л. и Булатов О. Г. — Сочетание однооперационных тиристорных с двухоперационными в узлах коммутации тока	89
Константинов В. Г. и Пронько Л. А. — Условия однозначности выходных параметров трехфазных статических преобразователей	91
Жежеленко И. В. — Высшие гармоники в системах электроснабжения металлургических заводов	
Матюшенко В. С. и Косарев Б. И. — О расчете электрического поля блуждающих токов в ближней зоне	
Алексеев В. С. и Трейвас В. Г. — Статистический расчет электрических режимов дуговых электропечных установок	
Борин В. Н. — Разрядные напряженности в элегазе при повышенных давлениях	
Карпетян М. А. — Исследование электрического поля в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями двух типов	
ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Платонов В. В. и Сенчуков А. А. — Прожигание дефектной изоляции кабельных линий большой протяженности	
Бай Р. Д. и Фельдман А. В. — Системы управления отклонением луча для знаковой индикации на электроннолучевых трубках	
Подмазов А. В., Пономаев Б. В. и Фролов А. С. — Высоковольтные быстродействующие предохранители для защиты импульсных конденсаторов в мощных емкостных накопителях	
СООБЩЕНИЯ	
Филатов И. С., Юдкин Б. И., Хлебников Б. М., Ку克林 О. П., Олейникова К. Н., Грицев В. П. и Филатова В. Я. — Арилокс — новый теплоустойчивый диэлектрик	
Ушаков В. Я. и Багин В. В. — Длительная электрическая прочность полиэтилена на импульсах наносекундной длительности	
Штейн М. М. и Щербинин С. И. — К расчету феррорезонансного стабилизатора	
Брехов В. М. и Ларионов В. П. — Молниезащита обтекателя самолета	
ДИСКУССИИ	
Применение деревянных опор на линиях электропередачи — Сарычев В. С.	

Contents № 11

Now to Reduce Losses on 220—750 kV Lines with Corona Throug Regulation of the Operating Voltage — N. P. Emelyanov, N. A. Melnikov, V. K. Roddatis, A. N. Sherentsis	53
Reducing the Influence of Corona Noise on the Carrier Channel of the Differential Phase Protection — A. I. Leviush, G. V. Mikutski, E. D. Sapir	58
Now Certain Factors and Their Errors Influence the Transient Stability of Power Systems — Stefan Iliyev	62
A Cascade Type Current Transformer with an Additional Stage — A. D. Drozdov, A. N. Visyashev, I. Z. Bagleibter, B. A. Homutov	67
The Differential Equations for an Unsymmetrical Induction Machine with Variable Parameters — I. P. Kopylov, D. V. Solomakhin	72
Current and Voltage Pulsations in a Three-phase Electronic Generator for Resistive Loads — N. A. Panfilov	76
The Electromagnetic Torque of a Motor with Rolling Rotor and Split Magnetic Circuit When Fed Through a Switching Valve Circuit — A. I. Bertinov, A. A. Farbovski	79
On Application of Difference Equations for Long Lines — R. I. Karaev, U. Y. Liamets	82
A Method of Analysing Sinusoidal States in Non-linear Circuits with Ferromagnetic Inductive Coupling — S. L. Farkhi, I. G. Hinova	84
Structural Representation and Stability Analysis of an Automatic Control System with Thyristor Stabilized Rectifiers — M. S. Voitik	86
Combining Single — and Double — Operational Thyristors in Current Switching Circuits — I. L. Kaganov, O. G. Bulatov	88
The Singularity Conditions for the Output Parameters of Three — phase Static Rectifiers — V. G. Konstantinov, L. A. Pronko	89
The Upper Harmonics in Power Systems for Metallurgical Works — I. V. Djejenko	91
Calculating the Electric Field due to Stray Currents in the Nearby Zone — V. S. Matiusenko, B. I. Kosarev	
A Statistical Calculation for Arc Furnace Performance — S. V. Alexeyev, V. G. Treivas	
Discharge Voltage Intensities in SF ₆ Gas at High Pressures — V. N. Borin	
A Study of the Electric Field in a Dispersive System with Two Types of Ellipsoidal Particles — M. A. Karapetian	
FROM OPERATING EXPERIENCE	
The Burning of Defective Insulation in Long Cable Lines — V. V. Platonov, A. A. Senchukov	
Systems Controlling Beam Deflection for Sign Indication on CRTs — R. D. Bai, A. V. Feldman	
High — speed H. V. Fuses for Protecting Surge Capacitors in Large Banks — A. V. Podmazov, B. V. Ponomarev, A. S. Frolov	
REPORTS	
Arylox — a New Heat Resistant Dielectric — I. S. Filatov, B. I. Yjudkin, B. M. Khlebnikov, O. P. Kuklin, K. N. Oleinikova, V. P. Gritsev, V. V. Filatova	
The Continuous Electric Withstand Strength of Polyethylene for Nanosecond Pulses — V. Y. Ushakov, V. V. Bagin	
On Designing a Ferroresonant Stabilizer — M. M. Stein, S. I. Scherbinin	
Lightning Protection of Aircraft Fairing — V. M. Brekhov, V. P. Larionov	
DISCUSSION	

Возможности снижения потерь в линиях электропередачи 220—750 кВ с учетом короны путем регулирования рабочего напряжения. Емельянов Н. П., Мельников Н. А., Роддатис В. К., Шеренцис А. Н. — «Электричество», 1972, № 11.

Рассмотрена возможность дальнейшего повышения экономичности работы линий электропередачи 220—750 кВ путем регулирования их рабочего напряжения в технически допустимых пределах. Показано, что при регулировании напряжения необходимо учитывать не только величину передаваемой по ней мощности, но и метеорологические условия на ее трассе. Библ. 6.

УДК 621.316.925:2.621.391.8

Уменьшение влияния помех от короны на работу высокочастотного канала дифференциально-фазной защиты. Левинш А. И., Микуцкий Г. В., Салир Е. Д. — «Электричество», 1972, № 11.

Рассматривается способ выполнения дифференциально-фазной защиты, позволяющий устранить влияние на работу ее высокочастотного канала пакетов максимальных помех от короны при всех видах коротких замыканий на защищаемой линии. Это позволяет существенно повысить чувствительность высокочастотного приемника и увеличить за счет этого перекрываемое затухание канала связи.

Даны рекомендации по выполнению и включению органа манипуляции защиты и рассмотрена реализация способа при различных видах коротких замыканий. Библ. 8.

УДК 621.311:621.3.016.352

Влияние некоторых факторов и их погрешности на динамическую устойчивость энергосистем. Стефан Илиев — «Электричество», 1972, № 11.

Описываются результаты исследований, проведенных с целью выяснения влияния удаленности от места короткого замыкания электрических нагрузок, продолжительности возмущения и некоторых параметров регуляторов скорости генераторов, а также влияния погрешности о них на динамическую устойчивость сложной энергетической системы. Исследования проводятся, используя дробное планирование эксперимента. Библ. 2.

УДК 621.314.224:621.018.782.3

Каскадный трансформатор тока с дополнительной ступенью. Дроздов А. Д., Висящев А. Н., Баглейстер И. З., Хомутов Б. А. — «Электричество», 1972, № 11.

Рассмотрен способ улучшения действия каскадного трансформатора тока высокого напряжения в переходных режимах с аперiodической слагающей тока. С помощью добавочного трансформатора с сердечником с зазором или воздушного трансформатора резко уменьшается влияние аперiodической слагающей тока короткого замыкания на сердечники основного каскадного трансформатора тока. Добавочный трансформатор легко выполняется, так как не имеет изоляции высокого напряжения между обмотками. Приводятся результаты расчета и опытных исследований двух трансформаторов тока. Библ. 2.

УДК 621.313.12.024

Пульсации тока и напряжения трехфазного вентильного генератора при активной нагрузке. Панфилов Н. А. — «Электричество», 1972, № 11.

Разработан метод расчета токов и напряжений трехфазного вентильного генератора для общего случая нагрузки (E_d , R_d , L_d) и на основе этих уравнений дан анализ режимов работы генератора при активной нагрузке (E_d , R_d) в области от холостого хода до короткого замыкания. Показано, что при идеальных вентильях частота мало влияет на величину пульсаций тока и напряжения генератора. Основной причиной пульсаций являются частотные свойства вентилей. С увеличением времени восстановления запирающей способности вентилей t_2 пульсации возрастают. Библ. 7.

УДК 621.313.13-181.48:621.3.016.1

Электромагнитный момент двигателя с катящимся ротором с расщепленным магнитопроводом при питании по схеме с вентильной коммутацией. Бертинов А. И., Фарбовский А. А. — «Электричество», 1972, № 11.

Определяется электромагнитный момент двигателя при произвольном числе зубцов в фазе с учетом полного спектра пространственно-временных гармоник токовой нагрузки обмотки якоря. Результат распространяется на электродвигатель с катящимся дисковым ротором. Библ. 3.

УДК 621.315.1.001.24

О применении разностных уравнений длинной линии. Караев Р. И., Лямсц Ю. Я. — «Электричество», 1972, № 11.

Показано, что аналитическое исследование переходных процессов в длинных линиях может быть выполнено на основе теории разностных и дифференциально-разностных уравнений. Сформулированы классический и операторный методы расчета электрических цепей, описываемых линейными разностными уравнениями. К анализу нелинейной системы, содержащей длинную линию, применен асимптотический метод. Путем оценки погрешности приближенных способов учета потерь в длинных линиях намечены области применения различных разностных уравнений. Библ. 15.

УДК 621.372.001.24

Метод анализа синусоидальных режимов в нелинейных цепях с ферромагнитной индуктивной связью. Фархн С. Л., Хинова И. Г. — «Электричество», 1972, № 11.

Разработан метод анализа синусоидальных режимов в нелинейных цепях с ферромагнитной индуктивной связью. Взаимодействие электрических и магнитных величин учитывается введением соответствующих структурных матриц. С их помощью можно определить одновременно и независимо распределение магнитных потоков в магнитной цепи и распределение токов в электрической цепи.

Составлен алгоритм, позволяющий итерационным способом провести полный анализ синусоидального режима в сложной цепи с ферромагнитными индуктивными связями. Показана блок-схема вычислительной процедуры. Библ. 11.

УДК 621.314.6:621.3.078

Структурное представление и анализ устойчивости САР тиристорных стабилизированных выпрямителей. Войтик М. С. — «Электричество», 1972, № 11.

На основе регулировочных характеристик показывается, что тиристорный преобразователь совместно с устройством управления в системе стабилизированного выпрямителя представляет собой импульсный элемент с АИМ I-го рода.

Приводится структурная схема тиристорного стабилизированного выпрямителя с учетом воздействия изменения напряжения питающей сети. С помощью дискретного преобразования Лапласа устанавливается зависимость изображения выходной величины от изображения входной величины. Библ. 5.

УДК 621.3.064.2.621.3.014

Сочетание однооперационных тиристорных с двухоперационными в узлах коммутации тока. Каганов И. Л., Булатов О. Г. — «Электричество», 1972, № 11.

Сочетание малоомощных двухоперационных тиристорных с мощными однооперационными открывает возможность отключения больших токов. При этом в таких узлах искусственной коммутации отсутствует необходимость иметь реактивные элементы большой номинальной мощности. Продолжающаяся разработка двухоперационных тиристорных на средние и импульсные токи открывает перспективы значительного упрощения и удешевления мощных систем преобразования тока. Библ. 4.

УДК 621.314.1.001.24

Условия однозначности выходных параметров трехфазных статических преобразователей. Константинов В. Г., Пронько Л. А. — «Электричество», 1972, № 11.

Исследуются режимы работы нагруженного преобразователя, выполненного по шестикаскадной кольцевой схеме. Формулируются условия, которым должна удовлетворять нагрузка для исключения неправильных устойчивых режимов. Даются рекомендации по схемному обеспечению однозначности выходных параметров преобразователя. Библ. 4.

УДК 621.311.4:652.26

Высшие гармоники в системах электроснабжения металлургических заводов. Жсжеленко И. В. — «Электричество», 1972, № 11. Анализируется характер нелинейных искажений токов и напряжений в сетях металлургических заводов, влияние высших гармоник на силовые электроустановки, системы автоматики, телемеханики и связи. Исследуется процесс генерирования аномальных гармоник вентильными преобразователями и трансформаторами преобразователей и приводятся результаты измерений гармоник в сетях. Даны рекомендации по минимизации уровней гармоник. Библ. 9.

УДК 665.5:629.10.016:620.197.5.001

О расчете электрического поля блуждающих токов в ближней зоне. Матющенко В. С., Косарев Б. И. — «Электричество», 1972, № 11.

Решается задача определения потенциала в областях земли, прикасающихся к рельсовому пути. Показывается, что расчет потенциала в ближней зоне можно вести, пользуясь формулами, полученными в предположении, что рельсовый путь представляет собой бесконечно тонкий проводник с утечкой. Библ. 4.

УДК 621.365.22.001.24

Статистический расчет электрических режимов дуговых электропечных установок. Алексеев С. В., Трейвас В. Г. — «Электричество», 1972, № 11.

Рассмотрены методы расчета электрических и рациональных электрических режимов дуговых электропечных установок (в частности, дуговых шапеллавильных печей) с учетом статистических характеристик колебаний токов дуг.

Составлены общие формулы для несимметричной схемы замещения печи. Для симметричной схемы замещения выведены конечные расчетные соотношения, позволяющие производить расчет на ЦВМ. Библ. 8.

УДК 621.315.618.9:621.317.333.8

Разрядные напряжения в элегазе при повышенных давлениях. Борин В. Н. — «Электричество», 1972, № 11.

Выполнены исследования разрядной напряженности при разных видах воздействующего напряжения для давлений элегаза 1—5,5 ат в электродных устройствах с различной степенью неоднородности электростатического поля. Получена формула для расчета разрядной напряженности в элегазе в относительно однородном поле по давлению газа и радиусу кривизны поверхности электродов.

Рассмотрены зависимости разрядной напряженности от площади электродов, объема газа, материала и состояния поверхности электродов. Для давлений элегаза 1—3,5 ат получены зависимости разрядной напряженности от площади электродов при напряжении промышленной частоты и импульсном напряжении. Библ. 14.

УДК 621.3.013.001.24

Исследование электрического поля в дисперсной системе с эллипсоидальными включениями двух типов. Карапетян М. А. — «Электричество», 1972, № 11.

Исследуются электрическое поле в дисперсной системе, содержащей эллипсоидальные включения двух форм из разных веществ. В результате исследований определены: напряженности электрического поля внутри включений обоих типов, в среде у вершин частиц, электрические моменты поляризованных включений.

Приведен численный расчет поля в трансформаторном масле, содержащем капли воды и пузырьки воздуха сферической формы. Библ. 9.

УДК 621.317.2:621.317.333.6

Прожигание дефектной изоляции кабельных линий большой протяженности. Платонов В. В., Сенчуков А. А. — «Электричество», 1972, № 11.

Дается описание коммутационного метода прожигания дефектной изоляции кабельных линий. Приводятся результаты теоретических и экспериментальных исследований. Библ. 4.

УДК 621.316.923.9:621.319.4

Высоковольтные быстродействующие предохранители для защиты импульсных конденсаторов в мощных емкостных накопителях. Подмазов А. В., Пономарев Б. В., Фролов А. С. — «Электричество», 1972, № 11.

Приводятся результаты исследований по разработке высоковольтных быстродействующих предохранителей на основе явления паузы тока, предназначенных для защиты импульсных конденсаторов в мощных батареях при напряжениях 5 и 30 кВ. Указывается способ расчета минимально допустимого диаметра вставки по известному закону изменения рабочего тока. Анализируется зависимость надежности работы предохранителей от конструктивных параметров. Библ. 6.

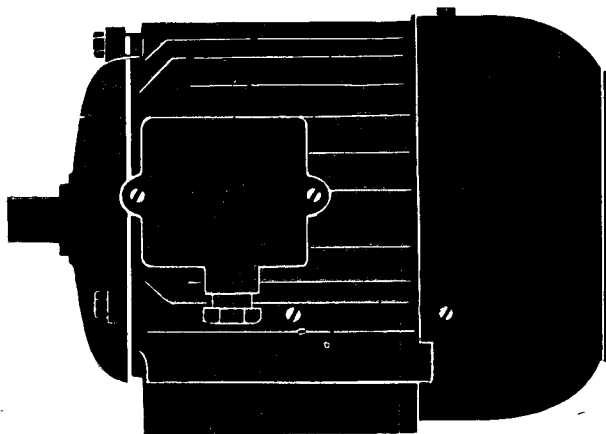
УДК 621.315.61.678

Арилокс — новый теплостойкий диэлектрик. Филатов И. С., Юдкин Б. И., Хлебников Б. М., Куклин О. П., Олейникова К. Н., Крицев В. П., Филатова В. Я. — «Электричество», 1972, № 11.

Приводятся диэлектрические и физико-механические свойства Арилокса в широком диапазоне температур и частот электрического поля в сравнении со свойствами полифениленоксидов зарубежных марок и других теплостойких полимерных диэлектриков. Библ. 4.



Electroimpex



Трехфазные асинхронные электродвигатели в полностью закрытом исполнении с короткозамкнутым ротором.

Модели АО, АО-2 и АОР 220/380 и 380/660 в, 50 гц.

Мощность: 0,37—100 квт; 750, 1 500 и 3 000 об/мин.

Однофазные электродвигатели моделей ЕО, ЕОРК и ЕОВС.

Мощность: 0,18—1,1квт, 1 500 и 3 000 об/мин.

Превосходная техническая и электрическая характеристика и высокая надежность.

Экспортер: О-во О. О. ЭЛЕКТРОИМПЭКС

София, ул. Дж. Вашингтона, 17

Телефон: 88-49-91

Телеграммы: ЭЛЕКТРОИМПЭКС

СОФИЯ