

# СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СЕРИИ ТПЧ

## ПОКОЛЕНИЯ С ПЕРВОГО ПО ПЯТОЕ

### ЧАСТЬ 1

## 1. Введение

Автор этих строк в 1981...1986гг. активно участвовал в разработке и внедрении новой серии источников индукционного нагрева – Тиристорных Преобразователей Частоты (ТПЧ) 3-го поколения. Именно в те годы прочно вошел в употребление термин «ТПЧ 3-го поколения». В те же годы термин «ТПЧ 2-го поколения» только начал употребляться как отличительный, в первую очередь, по отношению к «3-ему», и только во вторую очередь, по отношению к «1-му». Что касается термина «1-ое поколение», то, как это обычно бывает у первопроходцев, стоящих у истоков, этот термин ими не употреблялся. В то время к термину «тиристорные преобразователи частоты» добавляли еще прилагательное «статические», чтобы подчеркнуть отличие от машинных (вращающихся) генераторов, широко используемых в электротермии. Несколько позднее параллельно и независимо вошел в употребление термин «тиристорные преобразователи частоты» по отношению к совсем другому классу устройств – к высоковольтному электроприводу асинхронных и синхронных двигателей. Однако аббревиатура «ТПЧ» прочно закрепилась только для источников индукционного нагрева.

Попытаемся разобраться, что же на самом деле отличает серии ТПЧ разных поколений? Такая попытка, разумеется, субъективна и неизбежно схематична, и, конечно, не претендует на исчерпывающий обзор во всей отрасли мирового производства источников индукционного нагрева. Тем не менее, для рассмотрения взят самый популярный, наиболее массовый и самый известный тип источника во всех промышленно развитых странах мира, получивший классическое название – параллельный инвертор тока, или просто Инвертор Тока (ИТ) в противовес другому классу устройств – Инверторов Напряжения (ИН). Принципиально схема ИТ (Фиг. 1) содержит сглаживающий дроссель  $L_d$  (реактор) на выходе выпрямителя и инвертор  $V_1...V_4$ , который превращает (коммутирует) сглаженный постоянный ток  $id$  в двухполярный – переменный  $ie$ . Форма тока  $ie$  трапецеидальная, т.е. почти прямоугольная, откуда и произошел термин ИТ. На выходе ИТ подключен колебательный контур, где реактивная мощность потребителя энергии (индуктора) скомпенсирована параллельной емкостью  $C$ , откуда произошел термин – параллельный ИТ.

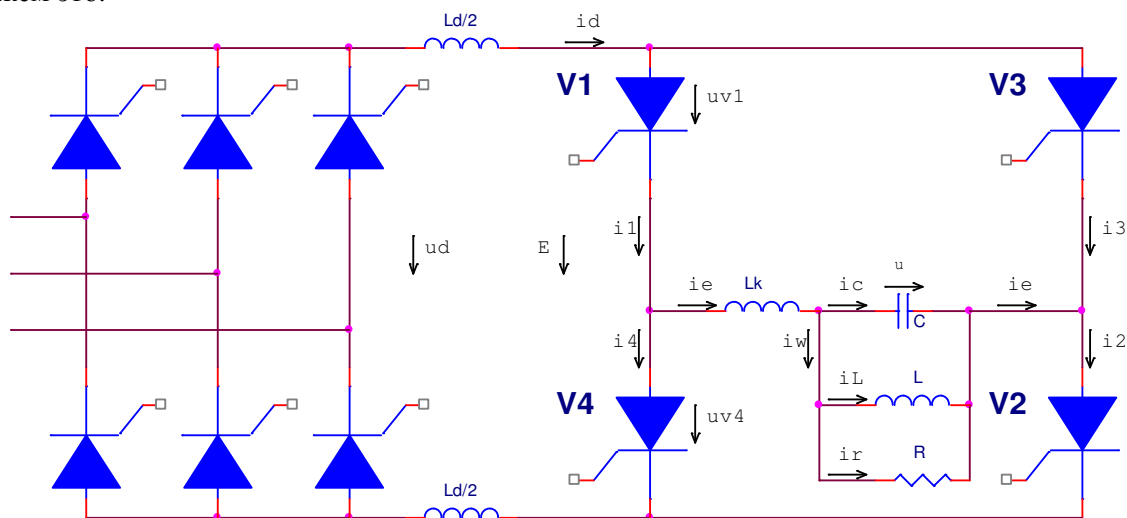
Здесь мы проследим историю развития производства ИТ на таллинском электротехническом заводе, название которого менялось в ходе времени («Завод ртутных выпрямителей», «Завод им. М.И. Калинина», НПО «Электротехника», «ЭСТЕЛЬ»), и который долгие годы являлся лидером мирового производства источников именно этого типа в диапазоне средних мощностей 320, 500 и 800 кВт и средних базовых частот от 0,5, 1,0, 2,4 кГц, а позднее 4,0, 8-10 кГц. За все годы количество выпущенных заводом ИТ превысило 4500 штук. Если среднюю мощность считать порядка 500 кВт, то суммарная мощность выпущенных ТПЧ равна мощности Саяно-Шушенской ГЭС. Это при том, что высокочастотная энергия многократно дороже обычной 50-герцовой! Такой объем внедрения внес немалый вклад в развитие отечественной электротермии и составил настоящую конкуренцию машинным высокочастотным генераторам, уступающим ТПЧ по КПД, шуму и долговечности. За пределами данного обзора остается развитие других (кроме ИТ) направлений построения источников индукционного нагрева, в таких крупных научных школах, как например, «Inductotherm» (США), НИИ ТВЧ (С.-Петербург), школа при Уфимском авиационном институте и многие другие.

## 2. Частотно независимый Инвертор Тока

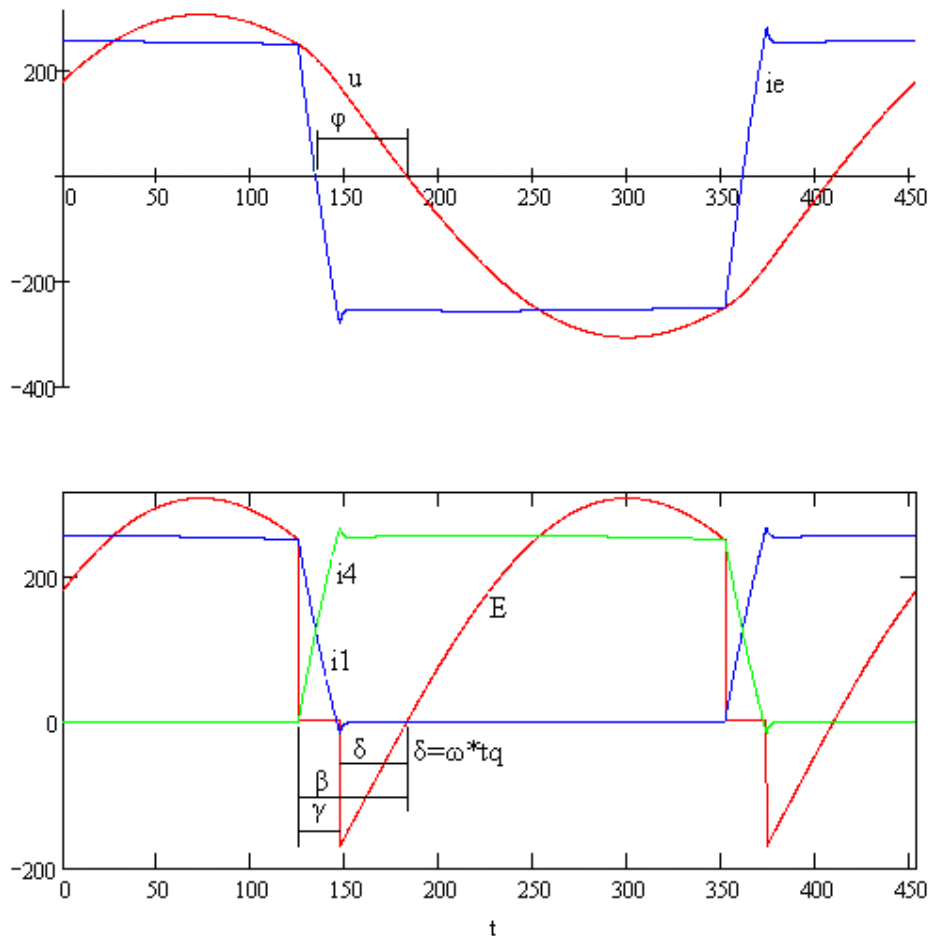
Классическая схема ИТ, принципиально оставшаяся до сих пор (Фиг. 1), была изобретена задолго до великой революции, начавшейся с создания Уильямом Шекли первого биполярного транзистора в 1947 году, после чего началась эпоха замены вакуумных приборов на полупроводниковые. До того времени в схемах силовых преобразователей, называемых «ионными», в том числе в ИТ, использовались игнитроны, или т.н. ртутные выпрямители – праобразы тиристоров, которые не «включались», а «зажигались».

С появлением силовых полупроводниковых приборов началась эпоха массового изобретательства. Вышел в печать фундаментальный труд Шиллинга В. (Германия, 464с., 1950). Проводились исследования в Америке, Европе и позднее в Японии множества схемных решений, альтернативных ИТ. И все же, чем же объясняется не только живучесть, но и прежняя популярность схемы классического параллельного ИТ?

Ответ прост: в ИТ хорошее использование компонентов силовой цепи, или как говорят – низкая установленная мощность силового оборудования по отношению к полезной выходной мощности. Ниже покажем это.



Фиг. 1. Классическая схема параллельного Инвертора Тока



Фиг. 2. Осциллограмма Инвертора Тока,  $\varphi$  – фаза опережения;  $\beta$  – угол управления;  $\delta$  – угол выключения;  $\gamma$  – угол коммутации;  $t_q$  – время выключения

Для мгновенных значений токов и напряжений принимаются обозначения прописными буквами курсивом, исключение – традиционное обозначение противоэ.с инвертора заглавной буквой  $E$  – сумма напряжений  $u_{v1} + u_{v4}$  на тиристорах  $V1, V4$  (Фиг. 1). Заглавные жирные буквы будем использовать для обозначения средних значений ( $U_d, I_d$ ) и действующих значений:  $U$  – напряжение контура,  $I_e$  – первая гармоника выходного тока ИТ (на входе контура).

Форма тока  $i_e$  почти прямоугольная, амплитуда  $I_{em}$  первой гармоники (только она и несет мощность в колебательный контур нагрузки) выше, чем сама амплитуда тока  $i_e$ . Действительно, при разложении в ряд Фурье прямоугольного сигнала с амплитудами  $+1$  и  $-1$ , получаем амплитуду 1-ой гармоники этого сигнала  $4/\pi$ , откуда следует:

$$\begin{aligned} I_{em} &= I_d \cdot 4/\pi; \\ I_e &= I_d \cdot 4/(\pi \cdot \sqrt{2}); \\ (1) \quad I_e &= I_d \cdot 0.9003. \end{aligned}$$

Точность формулы ( 1 ) остается высокой даже в том случае, если форма тока не совсем прямоугольная. Наличие пульсаций тока  $i_d$  в сглаживающем реакторе  $L_d$  мало сказывается на точности ( 1 ). Также наличие трапециевидных скосов  $i_e$  влияет в основном на высшие гармоники при разложении в ряд Фурье, но почти не затрагивает амплитуду 1-ой гармоники  $I_{em}$ . Если считать напряжение  $u$  синусоидальным, то математически легко вывести, что высшие гармоники тока не несут никакой мощности. Поэтому ( 1 ) можно с достаточной точностью использовать в уравнении равенства мощностей на сторонах постоянного и переменного тока:

$$\begin{aligned} P &= U_d \cdot I_d, \\ U_d \cdot I_d &= 0.9 \cdot I_d \cdot U \cdot \cos(\varphi), \end{aligned}$$

откуда получаем знаменитые формулы:

$$(2) \quad U_d = 0.9 \cdot U \cdot \cos(\varphi);$$

$$(3) \quad P = 0.9 \cdot I_d \cdot U \cdot \cos(\varphi),$$

где  $\varphi$  – угол сдвига фаз первых гармоник тока и напряжения.

Хорошо было бы, если бы еще угол  $\varphi$  был бы равен нулю! ИТ превратился бы в идеальный источник высокочастотной энергии! Действительно, в колебательный контур RLC весьма экономично поставляется активная мощность, которая только подпитывает контур. В контуре «крутится» главный ток  $i_w$  – ток обмотки индуктора, многократно больший, чем ток на входе контура  $i_e$ . Ток  $i_w$  собственно и возбуждает вихревые токи в нагреваемом теле. Амплитуда полезного активного тока в R-ветви будет даже выше, чем амплитуда тока тиристоров! Где можно найти еще более экономный источник высокочастотной энергии? Правда, есть потери в реакторе  $L_d$ , но в то же время реактор, кроме сглаживания тока, выполняет дополнительную важную функцию: разделяет низкочастотную и высокочастотную части, что создает основу безопасности схемы. Авария в инверторе не передается в выпрямитель, т.к. нет пути короткого замыкания, и нет тяжелых аварийных режимов.

Что было бы, если бы косинус  $\varphi$  упал бы от 1 до 0.5, где  $\varphi=60^\circ$ ? Согласно формуле (2) необходимо согласовывать номинальные напряжения  $U_n$  и  $U_{dn}$ , т.е. выбрать напряжение питающей сети  $U_s$ . Если не изменять  $U_s$ , то надо увеличить  $U_n$  в 2 раза без изменения выходной мощности ( $R$  в 4 раза меньше;  $U_d$ ,  $I_d$  без изменения). Тогда в 2 раза увеличивается число последовательных тиристоров в плече инвертора или класс тиристоров по напряжению. Также пришлось бы увеличить индуктивность  $L_d$  в 2 раза, чтобы оставить в токе соотношение пульсации к среднему значению. Также в 2 раза пришлось бы поднять класс тиристоров выпрямителя, т.к. они должны быть защищены от высокочастотной составляющей со стороны инвертора (в том числе в аварийных режимах). Т.е. стоимость и масса всей силовой цепи помножается на 2.

А если оставить без изменения  $U_n$  и уменьшить в 2 раза  $U_s$ ? То для сохранения мощности надо увеличить ток  $I_d$  в 2 раза. Следовательно, число параллельных тиристоров в инверторе и выпрямителе надо увеличить в 2 раза. Хотя индуктивность реактора  $L_d$  можно уменьшить в 2 раза, но квадрат тока  $I_d^2$  увеличивается в 4 раза, поэтому установленная мощность реактора  $L_d \cdot I_d^2$  увеличится в 2 раза. Т.е. тот же результат – стоимость и масса всей силовой цепи умножается на 2.

В этом случае утрачивается экономическая привлекательность схемы ИТ. Тогда в противовес ставится множество изобретенных альтернативных вариантов: резонансный инвертор, инвертор с удвоением частоты, многоячейковый инвертор, инвертор напряжения и т.д. и т.п. И наоборот, будь косинус  $\varphi$  близок к 1, на этом собственно и закрылся бы широкий класс схем силовой электроники, который свелся бы к самой простой и экономичной схеме на Фиг. 1. Оказались бы ненужными десятки изобретений. Повышение косинуса  $\varphi$  – это однонаправленный фактор экономии – только плюсы и никаких минусов! Вместе с уменьшением потерь от прямого тока, еще заметнее уменьшаются коммутационные потери (пропорционально  $\tan(\varphi)^2$ ) в тиристорах, в демпфирующих цепях и в стали реактора. Также заметно снижение акустического шума, производимого ТПЧ, т.к. основным источником шума является вибрация стали реактора под действием напряжения противоэдс  $E$  инвертора.

Однако для схемы ИТ принципиально угол  $\varphi$  не может быть равен нулю. Колебательный контур должен быть слегка расстроен, чтобы дать емкостную реакцию для создания опережающего угла  $\varphi$ . Это необходимо, чтобы состоялась естественная коммутация тиристоров. Например, если активна 1-ая диагональ моста  $V1-V2$ , то при включении 2-ой диагонали  $V3-V4$ , контур становится короткозамкнутым, и к индуктивности линии  $L_k$  прикладывается напряжение контура с таким знаком, что вызывает быстрое изменение тока  $i_e$  в линии в противоположную полярность (см. Фиг. 4 и Фиг. 5). В результате ток  $i_l$  естественным образом спадает к нулю (Фиг. 2), а ток  $i_3$  достигает тока  $i_d$  – завершается коммутация, т.е. происходит смена активной диагонали моста. Спад тока  $i_l$  к нулю должен произойти раньше, чем начнется переход напряжения  $u$  через нуль, что необходимо для восстановления запирающих свойств тиристора. Вначале ток тиристора  $i_l$  продолжается в отрицательную область в течение некоторого очень короткого интервала (Фиг. 2), где выносятся накопленный заряд тиристора, после чего следует интервал отрицательного напряжения. Сумма обоих интервалов по международной классификации обозначается  $t_q$  и декларируется в паспорте тиристора, где называется временем выключения. Это такое время, после которого тиристор обязан выдержать

прикладываемое к нему положительное напряжение без самовключения. На практике обычно контролируют противоэдс  $E$ , поэтому видят только 2-ой вышеуказанный интервал (Фиг. 2). Именно его стараются обеспечить равным паспортному значению  $t_q$ , что дает некоторый запас.

Для ТПЧ 1-го поколения использовалось т.н. «частотное управление» или «управление от задающего генератора». Задающий генератор либо включался в замкнутый контур системы автоматического регулирования (САР) для поддержания заданного напряжения или тока, либо устанавливалась постоянная уставка частоты, подобранная вручную. Такое управление получило название «независимое», а преобразователь назывался «частотно независимый ИТ» (в противовес ИТ, «ведомому нагрузкой» или «автономному ИТ», с принципиально другим управлением, о котором речь пойдет ниже).

Казалось бы, управление ИТ очень простое – установить частоту несколько больше собственной частоты колебательного контура, получить емкостную расстройку контура и фазу опережения  $\varphi$ , где должен быть обеспечен интервал  $t_q$ . Но в действительности, надо еще учесть заданные изменения параметров контура, где надо найти худший случай и далее определить частоту, обеспечивающую запас по фазе для наихудшего режима, статического и динамического, где требуется гарантировать предоставляемый интервал  $t_q$ . Ведь даже достаточно только в одном полупериоде не предоставить нужное время  $t_q$ , и произойдет самовключение тиристора, срыв колебаний и аварийный режим, который называют «опрокидыванием» инвертора.

И есть еще главный вопрос: какую мощность можно снять в номинальной точке, где предусмотрен длительный режим работы, и в то же время гарантировать заданный диапазон изменения параметров контура без «опрокидывания» инвертора в худшем режиме? Лучше переформулировать этот вопрос следующим образом: какой косинус  $\varphi$  будет в номинальной точке при заданном диапазоне изменения параметров контура? Только зная номинальный косинус  $\varphi$ , можно спроектировать ТПЧ на заданную мощность, поскольку именно косинус  $\varphi$ , и именно в номинальной точке (другие точки не имеют значения), определяет стоимость ТПЧ.

Оказалось, что в номинальный угол  $\varphi$  вынужденно приходится закладывать большой избыточный запас предоставляемого времени  $t_q$ . Запас зависит от двух факторов: 1) где находится наихудшая точка в диапазоне параметров контура и насколько далека она от номинальной точки; 2) от наихудшего динамического режима.

ТПЧ 1-го поколения показали более высокий КПД, чем у конкурента – машинного генератора, где есть двойное преобразование энергии: из электрической в механическую, потом из механической снова в электрическую энергию высокой частоты. Однако по надежности ТПЧ 1-го поколения не только не смогли превзойти машинные генераторы, но даже значительно им уступали. Частые «опрокидывания» выводили тиристоры инвертора из строя.

Причина частых аварий заключается в том, что фаза  $\varphi$  при постоянстве частоты очень чувствительна даже к незначительным изменениям параметров контура. Если держать постоянную частоту управления, а собственная частота или (и) активная мощность контура изменятся, то это вызовет весьма сложный колебательный переходной процесс в фазе опережения  $\varphi$ , соответственно и в предоставляемом времени  $t_q$ . Характер переходного процесса зависит от сочетания множества факторов – добротности контура, индуктивности сглаживающего реактора и т.д.

В то же время изменения параметров контура принципиально обусловлены. Как медленные, в процессе нагрева тела с переходом точки Кюри, так и быстрые, при быстром вводе тела в индуктор (деталь под ковку или шихта для плавки) или выводе тела из индуктора (например, быстрое перемещение пустого промежутка между концами труб). Динамический режим также возникает от пульсаций выпрямителя при его глубокой регулировке – пульсации тока реактора  $i_d$  вызывают модуляцию всех электрических величин с частотой 300 Гц. (В холодном режиме выпрямитель всегда зарегулирован, чтобы ограничить ток.)

Поэтому к статической фазе  $\varphi$  надо добавить запас на максимально возможное динамическое отклонение в переходных процессах, что сильно снижает номинальный косинус  $\varphi$ , следовательно, завышает установленную мощность силового оборудования всей цепи. Мало того, как оказалось, какой бы запас мы не добавили, его все равно недостаточно для устойчивости управления. Поэтому иногда применялись способы ограничения изменений параметров контура. Например, плавка в графитовом тигле позволяет работать с почти постоянными параметрами контура, т.к. вихревые токи разогревают не металл, а сам тигель, который в свою очередь разогревает металл.

Для переходного процесса в ИТ не существует строгого аналитического описания, которое не содержало бы итераций (метод припасовывания) и давало бы расчет тока, напряжения или фазы  $\varphi$  в любой временной точке переходного процесса. Следовательно, не применим традиционный расчет устойчивости САР и качества регулирования. Поэтому постройка ТПЧ с частотным управлением не давала заранее предсказуемый результат. Пуско-наладка объекта являлась, по сути, продолжением индивидуальной разработки, для чего команда наладчиков и разработчиков командировалась на объект.

В то время математическая постановка задачи – найти аналитическое описание (пусть приближенное) динамического режима без метода припасовывания – была необычна привлекательной и открывала простор для научных исследований.

Именно появление ТПЧ 1-го поколения дало новый импульс развития отечественной науки в области источников индукционного нагрева. Защищались диссертации, формировались различные научные школы, появились циклы статей в научных журналах, вышел в печать перевод книги «Теория автономных инверторов» Бедфорда Б. и Хофта Р. (США, 280с., 1969), публиковались монографии Васильева А.С. (177с., 1974), Толстова Ю.Г. (209с., 1978), Бальяна Р. Х и Сиверса М. А. (223с., 1982), Берковича Е.И. и др. (208с., 1983).

ТПЧ 1-го поколения продемонстрировали принципиальную (но не фактическую!) возможность конкуренции с машинными генераторами, имевшими уже тогда столетнюю историю и сохранившимися до сих пор. Интересно, что и сегодня есть объекты, где сохранились ТПЧ 1-го поколения, хотя прошло от их выпуска более 30 лет! Иногда и сейчас поступают приглашения на ремонт этих ТПЧ, у которых система управления (которая позже стала называться Контроллером) представляет собой большой электрический шкаф, где нет логических микросхем, поскольку тогда их еще не было в промышленности. Ячейка самой простой логической функции, например, 2И-НЕ, миллионы которых сегодня помещают на один кристалл, выполнялась на т.н. «Логике-Т» в большом корпусе, залитом эпоксидной смолой. Тем более надо отдать дань уважения первопроходцам, открывшим новую страницу в истории силовой электроники!

Уже в то же время становилось ясно, что для реальной конкуренции с машинными генераторами необходим новый шаг – принципиально другие, не частотные, законы управления.

## **3. Фазовое управление Инвертором Тока**

### **3.1. Принципы проектирования ИТ**

Такой шаг был сделан в ТПЧ 2-го поколения. Способы управления по новому принципу получили название «способы фазо-импульсной модуляции», или просто «фазовое» управление в противовес «частотному». Ставилась задача максимально быстро, прямо в текущем полупериоде или хотя бы в следующем, удержать по возможности стабильную фазу опережения  $\varphi$  (точнее – угловой параметр, связанный с фазой  $\varphi$ ) при изменении параметров контура. В промышленно развитых странах запатентовано множество изобретений устройств и способов для решения этой задачи.

В ТПЧ 2-го поколения был применен способ, изложенный ниже, где поддерживался угол управления (включения)  $\beta$  (Фиг. 2). Если пренебречь углом коммутации  $\gamma$ , угол  $\beta$  близок к фазовому сдвигу  $\varphi$ , о котором говорилось выше, и к углу выключения  $\delta$ , где собственно и содержится предоставляемое время  $t_q$ .

Использовалось 2 модификации способа. В 1-ой модификации принималось допущение, что предыдущий полупериод имеет такую же длительность как текущий. Действительно, если быть уверенным, что длительность соседних полупериодов одинакова, то технически несложно найти точку включения с заданным углом  $\beta$ . Для этого использовался способ т.н. 2-х шаговой пилообразной развертки, формируемой аналоговым интегратором. На 1-ом шаге положительный наклон пилы образовывался от интегрирования положительного опорного напряжения  $U_I$  в течение всего предыдущего полупериода. На втором шаге отрицательный наклон пилы образовывался от интегрирования заданного отрицательного управляющего напряжения  $U_u$  в текущем полупериоде до момента достижения нуля, где формировался импульс включения диагонали моста. Второй такой же канал управлял 2-ой диагональю моста. Тогда соотношение напряжений  $U_u/U_I$  однозначно определит угол управления:

$$(4) \quad \beta = (1 - U_I/U_y) \cdot 180^\circ, \quad 0.67 < U_I/U_y < 0.83, \quad 60^\circ > \beta > 30^\circ.$$

Во 2-ой модификации, которая больше применялась в практике, предыдущий полупериод ( $180^\circ$ ) не использовался. Вместо него для первого шага использовалась четверть периода ( $90^\circ$ ), которая определялась при помощи дополнительного сигнала, смещенного на  $90^\circ$  относительно напряжения контура путем его интегрирования. В результате предполагалось получить более быстродействующий способ поддержания угла:

$$(5) \quad \beta = (1 - U_I/U_y) \cdot 90^\circ, \quad 0.33 < U_I/U_y < 0.67, \quad 60^\circ > \beta > 30^\circ,$$

но в то же время получили зависимость от дополнительного сигнала, у которого к заданной фазе ( $90^\circ$ ) суммировалась ошибка в динамических режимах. Поэтому оба способа имели примерно одинаковую динамическую ошибку.

Согласно (4) и (5) напряжение  $U_y$  позволяет регулировать  $\beta$  в широких пределах. Система автоматического регулирования (САР) использует регулировку  $\beta$  как для поддержания заданного напряжения контура, так и для ограничения по току. Ограничение диапазона регулировки  $U_y$  на границе, т.е. поддержка константы  $\beta = \beta_{\min}$  приводит к приближенной стабилизации угла выключения  $\delta$  и, соответственно, к приближенной стабилизации предоставляемого времени  $t_q$ , как это следует из формул ниже:

$$\begin{aligned} \delta &= \beta_{\min} - \gamma; \\ t_q &= \delta / \omega; \\ \varepsilon &= t_q - t_{q\_ref}. \end{aligned}$$

Здесь  $\varepsilon$  – это ошибка, или избыточный запас предоставляемого времени  $t_q$  по отношению к заданному значению  $t_{q\_ref}$  (паспортному). Как видно из формул, на ошибку  $\varepsilon$  влияют два фактора:

- диапазон изменения угла коммутации – фактор  $\gamma$ ;
- диапазон изменения рабочей частоты – фактор  $\omega$ .

Основную долю в ошибку  $\varepsilon$  вносит фактор  $\gamma$ , а фактор  $\omega$  вносит долю не более 20%, т.к. именно такой диапазон изменения рабочей частоты нормируется для ТПЧ. Угол  $\gamma$  зависит от индуктивности линии  $L_k$  и становится существенным при повышенных частотах, где угол  $\gamma$  сопоставим с углом  $\delta$ .

Фазовое управление существенно уменьшает статическую ошибку и весьма значительно (на порядок!) – динамическую ошибку по сравнению с частотным управлением. Поэтому актуальность статической ошибки со второго места перемещается на первое. (Не навсегда! Проблема динамической ошибки вернется на первый план, когда будут найдены способы уменьшения статической ошибки.)

Фазовое управление позволило снизить установленную мощность ТПЧ по сравнению с частотным управлением в ТПЧ 1-го поколения. Режимы ТПЧ стали более предсказуемыми, из-за чего сократились сроки пуско-наладки и уменьшились ограничения в технологии нагрева. Производство ТПЧ встало на поток с постоянным наращиванием выпуска – появилась название «серия ТПЧ».

В Табл. 1 на Примерах 1 и 2 показана роль уставки  $\beta_{\min}$ , которая определяет установленную мощность всей силовой цепи, включая ТПЧ, сеть питания, конденсаторную батарею и линию к ней. В Примерах 1, 2 взяты предельные значения уставки  $\beta_{\min}$  – минимальная и максимальная, соответственно. В каждом случае показаны свои достоинства и недостатки.

Вся сложность проектирования ИТ заключается в том, что активная составляющая тока в холодном режиме больше, чем в горячем, но в то же время именно горячий режим является длительным – номинальным. Если бы было наоборот, то все было бы проще, поскольку расчет свелся бы только к расчету одной номинальной точки, а все изменения в нагрузке в сторону уменьшения мощности не играли бы роли. В действительности, труднее всего обеспечить холодный режим, который не является номинальным, а «расплачиваться» за избыточные запасы (уставка  $\beta_{\min}$ ) приходится в горячем режиме – номинальном. Поэтому выбор уставки  $\beta_{\min}$  должен выполняться с учетом следующих требований:

- В номинальном длительном режиме работы, при горячем состоянии металла, выпрямитель должен быть открыт, номинальный коэффициент мощности  $K_a = \cos(\alpha_n) = 1$ . В холодном режиме, кратковременном, допускается любой угол управления  $\alpha$  и коэффициент мощности  $\cos(\alpha) < 1$ .

- Номинальный угол управления  $\beta_n$  выбирается выше уставки ограничения  $\beta_n > \beta_{min}$ , чтобы обеспечить номинальную мощность с открытым выпрямителем в некоторой окрестности  $U = U_o \dots U_n$ ,  $U_o = K\beta \cdot U_n$ . Например, задается запас регулировки  $K\beta = 0.97$ .
- Уставка  $\beta_{min}$  влияет на горячий режим, но выбираться должна по холодному режиму, где  $\gamma$  максимальный. Принято считать, что при нагреве чугуна или стали параллельное активное сопротивление контура  $R_x$  в холодном режиме в 2 раза меньше, чем  $R_n$  в горячем режиме, т.е.  $R_x/R_n = 0.5$ . Рабочая частота в холодном режиме обычно меньше чем в горячем, например,  $f_x = 0.8 \cdot f_n$ , угловая частота  $\omega_x = 0.8 \cdot \omega_n$ .
- В холодном режиме ток находится на максимальном ограничении  $I_d = I_{dmax}$ , выпрямитель зарегулирован,  $\alpha$  около  $60^\circ$ , пульсация тока 300Hz максимальна. Пульсация тока вызывает модуляцию в угле выключения  $\delta$  порядка  $5^\circ$ , что необходимо учесть, как дополнительную ошибку (динамическую).
- Чтобы минимизировать уставку  $\beta_{min}$ , надо ограничить угол  $\gamma$  в холодном режиме. Для этого надо ограничить сверху индуктивность линии  $L_{kmax}$ .
- Однако ограничение  $L_{kmax}$  не должно перекрывать ограничение снизу  $L_{kmin}$ , чтобы не допустить  $di/dt$  в тиристорах выше нормируемых значений, а также уменьшить выбросы обратного напряжения и потери выключения.
- Для базовых частот 0.5, 1.0, 2.4кГц принято ограничение  $L_{kmin} = 8\mu H$ . Для более высоких базовых частот 4.0, 8-10 кГц ограничение  $L_{kmin}$  уменьшено, т.к. используются тиристоры с улучшенными частотными свойствами.

Табл. 1 Примеры настройки ТПЧ-800кВт-1кГц 2-го поколения

Параметр	Обозначение	Ед.	1	2
Напряжение сети	$U_s$	V	550	
Напряжение открытого выпрямителя	$U_{dmax}$	V	720	
Табличная мощность ТПЧ	$P_1$	kW	800	
Табличный ток выпрямителя	$I_{d1} = P_1/U_{dmax}$	A	1111	
Ограничение тока выпрямителя	$I_{dmax} = 1.09 \cdot I_{d1}$	A	1211	
Максимальная индуктивность линии	$L_{kmax}$	$\mu H$	8.4	16
<b>Параметры в горячем (номинальном, длительном) режиме</b>				
Частота инвертора	$f_n$	kHz	1.0	
Напряжение инвертора; 1) $\beta_n > \beta_{min}$ ; 2) $\beta_n = \beta_{min}$	$U_n$	V	980	
Ток выпрямителя; 1) $I_{d1}$ ; 2) $1.09 \cdot I_{d1}$	$I_{dn}$	A	1111	1211
Косинус номинального угла управления выпрямителем	$K\alpha = \cos(\alpha_n)$	—	1	0.917
Напряжение выпрямителя	$U_{dn} = K\alpha \cdot U_{dmax}$	V	720	660
Мощность на выходе	$P_n = I_{dn} \cdot U_{dn}$	kW	800	799
Параллельное активное сопротивление контура	$R_n = U_n^2/P_n$	Ohm	1.200	1.202
<b>Параметры контура на границе диапазона в холодном (кратковременном) режиме</b>				
Частота инвертора, мин.	$f_x = 0.8 \cdot f_n$	kHz	0.8	
Коэффициент нагрузки, мин	$K_{rx} = R_x/R_n$	—	0.5	
Параллельное активное сопротивление контура, мин	$R_x$	Ohm	0.600	0.601
<b>Параметры настройки</b>				
Паспортное время выключения	$t_{q\_ref}$	$\mu s$	60	
Динамическая ошибка, вносимая в угол выключения от модуляции 300Hz в холодном режиме, $R=R_x$ , $f=f_x$	$d\delta$	град	5	
Угол выключения с динамической ошибкой в холодном режиме, $R=R_x$ , $f=f_x$	$\delta_x = \omega_x \cdot t_{q\_ref} + d\delta$	град	22	
Предоставляемое время выключения с учетом динамической ошибки в холодном режиме, $R=R_x$ , $f=f_x$	$t_{qx} = \delta_x/\omega_x$	$\mu s$	77	
Минимальный угол управления инвертором, $f=f_x \dots f_n$	$\beta_{min}$	град	37	49
Минимальное напряжение инвертора, где обеспечивается номинальная мощность, точка $U_d=U_{dn}$ , $f=f_n$	$U_o = K\beta \cdot U_n$	V	$0.97 \cdot U_n$	$U_n$
Угол выключения в точке $U=U_o$ , $f=f_n$	$\delta_o$	град	28	33
Предоставляемое время выключения в точке $U=U_o$ , $f=f_n$	$t_{qo} = \delta_o/\omega_n$	$\mu s$	77	93



Для расчетов использовались три универсальных уравнения:

$$(6) \begin{cases} \cos(\delta) + \cos(\beta) = a, & a = \pi * U_d / (\sqrt{2} * U); \\ \cos(\delta) - \cos(\beta) = b, & b = \sqrt{2} * \omega * L_k * I_d / U; \\ \cos(\delta)^2 - \cos(\beta)^2 = a*b = x_k, & x_k = \pi * \omega * L_k / R, \end{cases}$$

полученных при допущении о синусоидальной форме напряжения контура [ 1 ]. Такое допущение дает высокую точность связи угловых и электрических величин в горячем режиме, где добротность контура порядка 5 и выше. В холодном режиме, где добротность может приближаться к 2, точность значительно ниже, однако приемлема для ориентировочных расчетов.

В систему 3-х уравнений подставляются данные Табл. 1:

$$(7) \begin{cases} \cos(\delta_0) + \cos(\beta_{\min}) = \pi * K_\alpha * U_{d\max} / (\sqrt{2} * K_\beta * U_n); \\ \cos(\delta_0) - \cos(\beta_{\min}) = \sqrt{2} * \omega_n * L_{k\max} * I_{dn} / (K_\beta * U_n); \\ \cos(\omega_x * t_{q\_ref} + \delta)^2 - \cos(\beta_{\min})^2 = \pi * \omega_x * L_{k\max} / R_x, \end{cases}$$

где используется подстановка:

$$R_x = K_{rx} * U_n^2 / (K_\alpha * U_{d\max} * I_{dn}).$$

Неизменные данные для обоих Примеров:  $U_{d\max}=720V$ ,  $U_n=980V$ ,  $K_{rx}=0.5$ ,  $f_n=1kHz$ ,  $f_x=0.8kHz$  и одинаковая мощность  $P_n=800kW$  в горячем режиме. Ниже даны отличительные данные.

**Пример 1.** В систему 3-х уравнений подставляются значения: запас регулировки  $K_\beta=0.97$ , коэффициент мощности  $K_\alpha=1$ , ток  $I_{dn}=I_{d1}$ ; находятся неизвестные:  $L_{k\max}=8.4\mu H$ ,  $\delta_0=28^\circ$ ,  $\beta_{\min}=37^\circ$ .

Достоинство: минимальная установленная мощность оборудования при выполнении всех требований горячего и холодного режимов.

Недостаток: получен узкий диапазон допускаемой индуктивности  $8\mu H < L_k < 8.4\mu H$ .

**Пример 2.** В систему 3-х уравнений подставляются значения:  $L_{k\max}=16\mu H$ ,  $K_\beta=1$ ,  $I_{dn}=1.09*I_{d1}$ ; находятся неизвестные:  $K_\alpha=0.917$ ,  $\delta_0=33^\circ$ ,  $\beta_{\min}=49^\circ$ .

Достоинство: расширен диапазон допускаемой индуктивности  $8\mu H < L_k < 16\mu H$ .

Недостатки:

1) Запас регулировки отсутствует ( $K_\beta=1$ ), всегда  $\beta = \beta_{\min}$ . Нет окрестности для горячих режимов, есть только одна точка  $U = U_n$ , где мощность равна номинальной  $P_n$ . С уменьшением  $U$  прямо пропорционально падает мощность, а ток остается на ограничении  $I_{d\max}$ .

2) Коэффициент мощности в номинальном режиме  $K_\alpha = 0.917$ . Ток завышен  $I_{dn} = I_{d\max} = 1.09 * I_{d1}$ , поэтому на 9% завышается установленная мощность силовой цепи. В цепь входят выпрямитель, инвертор, сглаживающий реактор, сетевой трансформатор, линия сети, линия к контуру, конденсаторная батарея, куда должна быть добавлена емкость для компенсации добавочной реактивной составляющей тока.

**Комментарий.** В Примере 1 установленная мощность сведена к минимуму, но индуктивность линии должна попасть в узкий диапазон. На практике, длина линии варьируется от 0.5 до 100 м. и более. При коротких линиях ставится выходной дроссель  $8\mu H$ . При длинных линиях подбирается нужное число сдвоенных (или коаксиальных) параллельных кабелей, что может стать серьезной проблемой.

Правда, если фактический диапазон изменения коэффициента нагрузки  $K_r$  меньше двукратного ( $K_{rx}=0.5$  в Табл. 1), то допустимая индуктивность  $L_{k\max}$  возрастает, например, при нагреве немагнитного металла. При нагреве чугуна или стали нормируется требование к ТПЧ выдерживать двукратный диапазон  $K_r$ . Однако, чем качественнее спроектирован индуктор и чем выше его КПД, тем больше диапазон изменения  $K_r$ , бывает и более двукратного, что еще более снижает  $L_{k\max}$ . Поэтому на некоторых объектах, где это возможно, применяют неполную загрузку индуктора в холодном режиме. Т.е. ограничивают холодный режим по факту: если ТПЧ не запустился, разгружают индуктор, добиваясь пуска ТПЧ. Правда, такой метод не может быть рекомендованным.

В Примере 2 нет проблемы с индуктивностью линии, однако, как показано выше, это обходится дорогой ценой – на 9% завышается установленная мощность и загрузка током не только ТПЧ, но и

всей силовой цепи от сетевого трансформатора до контура, растут стоимость и потери всего комплекса, снижается КПД.

### 3.2. Анализ проблем управления ИТ

Можно ли «убить двух зайцев» - совместить минимум установленной мощности в Примере 1 с широким диапазоном индуктивности линии в Примере 2? Да, несложный расчет показывает, что в принципе это возможно! Для этого нужно в Примере 2 в холодном режиме оставить без изменения уставку  $\beta_{\min} = 49^\circ$ . А в горячем режиме надо ликвидировать 1.5-кратный избыточный запас предоставляемого времени  $t_{q0} = 93\mu s$  (см. Табл. 1). Для этого должна автоматически корректироваться уставка  $\beta_{\min}$  от  $49^\circ$  к  $40^\circ$ . Тогда получим предоставляемое время  $t_{q0} = t_{q\_ref} = 60\mu s$ , при этом запас регулировки  $K\beta=0.964$  даже шире, чем в Примере 1 ( $K\beta=0.97$ ), хотя индуктивность линии взята вдвое больше – как в Примере 2.

Вопрос только в том, как обеспечить точную стабилизацию предоставляемого времени  $t_q$ ? Казалось бы, что к существующему способу несложно добавить механизм коррекции  $\beta_{\min}$ , который бы учел оба фактора  $\gamma$  и  $\omega$ . Известные способы коррекции подразделяются на две категории: способы «регулировки по отклонению» и способы «параметрической коррекции».

Способ регулировки  $\beta_{\min}$  по отклонению был запатентован в 1974 году компанией Siemens AG [ 2 ], аналогичный способ запатентован немецкой компанией AEG в 1984 году. Способ состоит в том, что строится внутренний контур регулирования, где измеряется время  $t_q$ , сравнивается с паспортным временем  $t_{q\_ref}$ , ошибка обрабатывается по тому или иному закону и воздействует на напряжение развертки  $U_u$ , которое определяет  $\beta_{\min}$ . Однако в таком способе заранее предполагается возникновение ошибки, которая будет скорректирована не раньше, чем в следующем полупериоде, а «опрокидывание» инвертора может наступить сразу же в текущем полупериоде при первом возникновении ошибки. Следовательно, необходимо задавать запас предоставляемого времени  $t_q$  для компенсации динамической ошибки при зарегулированном выпрямителе в холодном режиме и при пуске ТПЧ.

В способе параметрической коррекции  $\beta_{\min}$  нет измерения фактического интервала  $t_q$ . Воздействие осуществляется тем или иным способом непосредственно на управляющее напряжение развертки в текущем полупериоде так, чтобы скомпенсировать влияющие факторы  $\gamma$  и  $\omega$ . Такой способ был применен американской компанией General Electric в 1973 году [ 3 ] и японской компанией Nippon Denso в 1983 году [ 4 ]. Автор данных строк исследовал известные способы параметрической коррекции  $\beta_{\min}$  и опубликовал результаты в 1986 году в [ 1 ], где также рассмотрел варианты развития этих способов.

Например, предложен и исследован способ, который кажется логически безупречным. Для коммутации тока требуется определенная вольт-секундная площадка  $S_0$ , которая пропорциональна току  $i_d$  и индуктивности  $L_k$ . Если допустить, что напряжение  $u$  контура синусоидально, то вольт-секундные площадки слева и справа от вершины симметричны. Следовательно, считывая левую площадку, мы знаем правую. Остается только в нужный момент вычесть площадку  $S_0$ . Это делается следующим образом. От начала полувольты  $u$  отсчитывается интервал  $t_{q\_ref}$  и начинается интегрирование  $u$  до момента вершины – это 1-ый шаг пилы – результат  $S_1$ . После чего начинается интегрирование  $u$  с обратным знаком – 2-ой шаг пилы с отрицательным приращением  $-S_2$  до точки сравнения с опорным сигналом  $k \cdot i_d = S_0$ , где коэффициент  $k$  задается потенциометром пропорционально индуктивности линии  $L_k$ . В момент сравнения, где  $S_1 - S_2 = S_0$ , формируется импульс управления на тиристоры, т.к. согласно допущению о симметрии  $S_1 = S_2 + S_0$ . Поскольку интегрирование началось с отступлением слева от начала синусоиды на интервал  $t_{q\_ref}$ , то симметрично в правой части синусоиды предоставляемое время  $t_q$  должно получиться равным интервалу  $t_{q\_ref}$ . Т.е. ошибка стабилизации должна получиться равной нулю.

Способ кажется весьма привлекательным по своей логичности и простоте, поэтому вызывал неоднократный интерес других исследователей, в частности для реализации цифровым способом. Однако проверка показывает, что ошибка стабилизации существенна как в динамических, так и в статических режимах. Дело в том, что форма напряжения  $u$  существенно изменчива. В горячем режиме форма почти синусоидальна, а в холодном, особенно, когда добротность приближается к 2, полувольтна имеет резко выраженную несимметричность относительно вершины: длительность правой

части короче левой (в некоторых случаях в полтора раза!). Это объясняется тем, что, во-первых, коммутация «изламывает» синусоиду тем больше, чем больше относительный ток  $i_d$  по отношению к напряжению  $u$  (абсолютная величина тока не имеет значения – на угловые и временные параметры влияет только относительная величина тока). Во-вторых, добротность вносит асимметрию. Легко доказать, что вершина затухающей синусоиды  $e^{-ax}\sin(x)$ , где  $a = 0.02...0.25$ , смещена влево относительно центра полупериода на величину  $\text{atan}(a)=1...14^\circ$  при добротности  $Q=25...2$ . Таким образом, оказалось, что кроме факторов  $\gamma$  и  $\omega$  существует еще два фактора искажения формы  $u$  от влияния относительного тока и добротности.

Точность улучшается, если ввести добавочную регулировку для компенсации искажения формы  $u$  и добиться двумя регулировками в горячем и холодном режимах совпадения предоставляемого времени  $t_q$  с заданным  $t_{q\_ref}$ . Это можно сделать в статических режимах, однако в динамических режимах остается существенная динамическая ошибка.

Динамическая ошибка характерна для всех рассматриваемых выше способов, где есть та или иная развертка, являющаяся результатом какого-либо интегрирования. Дело в том, что 2 фактора, влияющие на форму напряжения, относительный ток и добротность, в статическом режиме связаны между собой, т.е. выступают как один фактор. Поэтому статическую ошибку можно скомпенсировать двумя регулировками в крайних точках диапазона. Но в динамическом режиме эти 2 фактора независимы. Например, в начале пускового процесса, независимо от добротности, относительный ток всегда большой, а в установившемся режиме может остаться большим или снизиться на порядок в зависимости от добротности.

Чтобы убрать динамическую ошибку, надо найти принципиально другой подход. Надо игнорировать «предысторию» до импульса управления, т.е. должны быть не важны ток и напряжение в прошлом, поскольку в динамическом режиме «предыстория» имеет случайный характер. Следовательно, только мгновенные значения тока и напряжения должны определять момент формирования импульса. Этот момент должен быть определен (вычислен) в результате обработки мгновенных значений сигналов тока и напряжения тем или иным вычислителем, который должен быть способен вычислить (спрогнозировать) будущий интервал коммутации и далее момент перехода напряжения контура через ноль. При этом обработка сигналов (т.е. вычислительная работа) должна быть мгновенной или почти мгновенной (1 мкс – это много, лучше около 0.1 мкс), иначе момент формирования импульса сдвигается, появляется ошибка и теряется смысл использования мгновенных значений.

Решение было найдено, хотя на первый взгляд задача кажется фантастической и нереальной. Новый способ получил название «управление по вычисляемому прогнозу» и был внедрен в серию ТПЧ, получивших название ТПЧ 3-го поколения.

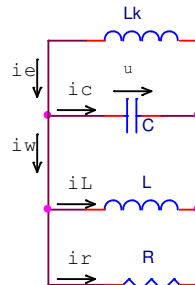
## **4. Способ управления по вычисляемому прогнозу**

### **4.1. Математическое описание и реализация**

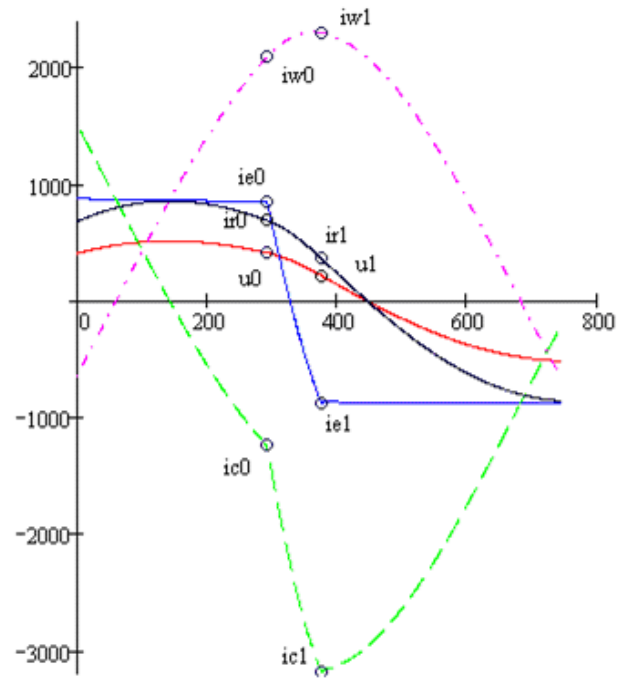
Весьма интересное решение для управления Инвертором Тока запатентовал в 1975 году известный американский инженер доктор Уильям Мак-Мюррей (Дженерал Электрик, США). Д-р Мак-Мюррей является обладателем 14 патентов США и лауреатом 1978 года международной премии им. Уильяма Ньюэлла (William E. Newell), которая ежегодно проводится до сих пор и считается, пожалуй, самой престижной по силовой электронике: [http://www.ieee.org/about/awards/bios/newell\\_recipients.html](http://www.ieee.org/about/awards/bios/newell_recipients.html).



Фиг. 3



Фиг. 4



Фиг. 5

Д-р Уильям Мак-Мюррей  
(William McMurray)

Колебательный контур,  
образованный во время коммутации

Осциллограмма процесса коммутации

Предложенный Мак-Мюрреем [ 5 ] закон управления очень прост! Есть только две вычислительных операции, да и те самые простые – суммирование мгновенных значений напряжения  $u$  контура, тока  $i_w$  обмотки индуктора, тока  $i_e$  на выходе инвертора:

$$(8) \quad Error(t) = u(t) - b \cdot (i_w(t) + i_e(t)).$$

Кривая сигнала ошибки  $Error(t)$  в каждом полупериоде один раз пересекает ноль, где задает момент формирования импульсов управления. Единственная регулировка – коэффициент  $b$  подбирается таким образом, чтобы установилось равенство  $t_q = t_{q\_ref}$  в наиболее критичном режиме. Тогда в других режимах будет получен запас  $t_q > t_{q\_ref}$ . Как показано ниже, этот запас, т.е. ошибка  $\varepsilon = t_q - t_{q\_ref}$ , по сравнению с фазовым управлением  $\beta_{min} = const$  существенно меньше в статических режимах и особенно в динамических!

Несмотря на простоту закона управления, принцип работы далеко не очевиден. Для его объяснения никак не обойтись без понятия «прогноз». Пожалуй, это было первое пионерское устройство управления, работающее по «вычисляемому прогнозу». Автор Мак-Мюррей назвал это устройство аналоговым вычислителем.

Принцип работы заключается в следующем (см. Фиг. 4, Фиг. 5):

- Предположим, что нам известны напряжение контура  $u1$  и ток емкости контура  $ic1$  в конце интервала коммутации. Известны в том смысле, что в принципе конец коммутации может быть спрогнозирован в момент начала коммутации, о чем речь ниже.
- После коммутации в течение интервала предоставляемого времени  $t_q$  ток емкости близок к максимуму и почти постоянен. Принимается допущение, что на интервале  $t_q$ :

$$(9) \quad ic(t) = ic1 = const.$$

- Тогда в дифференциальном описании контура  $C \cdot du/dt = ic$ , где  $C$  – емкость контура, можно сделать подстановки  $ic = ic1$ ,  $du = 0 - u1$ ,  $dt = t_q$ , откуда следует:

$$(10) \quad u1 + ic1 \cdot t_q / C = 0.$$

- Принимается допущение, что напряжение и ток индуктора в начале  $u0$ ,  $i_w0$  и в конце  $u1$ ,  $i_w1$  коммутации неизменны, что справедливо для мгновенной коммутации:

$$(11) \quad uI = u0, \quad iwI = iw0.$$

- Во время коммутации ток на выходе инвертора поменял полярность  $ieI = -ie0$ , ток емкости до коммутации  $ic0 = ie0 - iw0$ , после коммутации:

$$(12) \quad icI = -iw0 - ie0.$$

- Далее уравнение (10) после подстановки (11) и (12) преобразуется к следующему виду:  

$$u0 - (iw0 + ie0) * tq/C = 0,$$
- откуда следует закон включения Мак-Мюррея (8), поскольку значения  $u0, ie0, iw0$  – это и есть мгновенные значения в момент достижения ошибки  $Error(t) = 0$ .
- При подстановке (12) получим альтернативный вариант закона управления:  

$$(13) \quad Error(t) = u(t) - (-ic(t) + 2*ie(t)) * tq/C,$$
здесь вместо тока индуктора  $iw$  используется ток емкости  $ic$ , что в определенных случаях практичнее, т.к. сигнал тока емкости  $ic$  можно просто получить путем дифференцирования напряжения  $u$ .

Формула  $b = tq/C$  выведена из двух допущений (9) и (11). На самом деле  $b$  зависит также от индуктивности линии  $Lk$  и параметров контура. Поэтому  $b$  нужно подбирать по наиболее критическому режиму, где по факту контролируется предоставляемое время  $tq$  и устанавливается фактическое время без запаса  $tq = tq\_ref$ . Простая настройка, где только одна регулировка, придает высокую ценность способу Мак-Мюррея.

Допущение (11), справедливое при мгновенной коммутации, сыграло ключевую роль. Именно это допущение позволило свести закон управления к простой формуле, где идея прогноза явно не закончена, поскольку угол  $\gamma$  никак не может быть нулевым. Напротив, в критичных режимах  $\gamma$  может в несколько раз превышать угол выключения  $\delta$ , а значение  $uI$  может в 2 раза и более превышать  $u0$ , т.е. прогноз  $uI$  отсутствует. В то же время практичность способа, а также улучшение по сравнению со стабильным углом  $\beta_{min}$ , подтверждены проверками.

Следующий шаг, постановка задачи вычисляемого прогноза без допущения (11) и формулировка путей её решения, сделан российским ученым Г.М.Мустафой. Его ученик, автор этих строк, разработал схемотехническую реализацию устройства вычисляемого прогноза и внедрил его в серию ТПЧ в 1986 году. Работа опубликована в [1] и [6], Авторское свидетельство СССР №1279034 получено в 1986 году.

Главной частью новшества является прогноз  $uI$  и его схемотехническая реализация, также получено уточнение прогноза  $icI$ . Идея вычисления  $uI, icI$  заключается в следующем.

Основное допущение в прогнозе, которое позволяет получить простое математическое описание, заключается в том, что R-ветвь (Фиг. 4) заменяется источником постоянного тока в течение интервала коммутации:

$$(14) \quad irI = ir0 = \text{const.}$$

В результате в Lk-C-L-R-контуре нет затухания. В то же время его добротность выше, чем добротность контура нагрузки C-L-R. Следовательно, принятое допущение обосновано, поскольку интервал затухания, равный интервалу коммутации, сравнительно короткий. В результате получим простой вид описания:

$$(15) \quad uI^2 + \rho1^2 * icI^2 = u0^2 + \rho1^2 * ic0^2,$$

где

$$\rho1 = \sqrt{(L1/C)}, \quad L1 = L * Lk / (L + Lk),$$

где индуктивность  $L1$  образуется от параллельного соединения индуктивностей  $L$  и  $Lk$ . За интервал коммутации произошли следующие приращения:

- $-2*ie0$  – в Lk-ветви;
- $2*ie0*Lk/L$  – в L-ветви;
- $-2*ie0 - 2*ie0*Lk/L$  – в C-ветви,

откуда

$$(16) \quad icI = ic0 - 2*ie - 2*ie*Lk/L.$$

Путем математических преобразований ( 15 ) при подстановке ( 16 ), получим (здесь и далее анализ дается только на положительной полувольте, чтобы не загромождать формулы сменой знака):

$$(17) \quad u_1 = \sqrt{u_0^2 - 4 \cdot ie_0 \cdot \frac{L_k}{C} \cdot \left( -ic_0 + ie_0 + ie_0 \cdot \frac{L_k}{L} \right)}$$

Подставляя ( 16 ) и ( 17 ) в условие включения Мак-Муррея ( 10 ), и заменяя точки  $u_0$ ,  $ie_0$ ,  $ic_0$  функциями мгновенных значений  $u(t)$ ,  $ie(t)$ ,  $ic(t)$ , получим новый закон управления:

$$(18) \quad u_2 = \frac{tq}{C} \cdot \left[ ic - 2ie \cdot \left( 1 + \frac{L_k}{L} \right) \right] + \sqrt{u^2 - ie \cdot \frac{4 \cdot L_k}{C} \cdot \left[ -ic + ie \cdot \left( 1 + \frac{L_k}{L} \right) \right]} = 0$$

Если к напряжению  $u_2$  добавить некоторое положительное напряжение  $U_y > 0$  и подавать импульс управления в момент равенства нулю:

$$u_2 + U_y = 0,$$

то получим некоторую добавку к предоставляемому времени и зависим угол управления инвертором по отношению к минимально необходимому:

$$tq > tq_{ref}, \beta > \beta_{min}, U_y > 0.$$

Регулируя напряжение  $U_y$ , тем самым регулируем угол  $\beta$  в зоне  $\beta > \beta_{min}$ . В этой зоне выпрямитель открыт  $\alpha = 0^\circ$ , и по каналу  $\beta$  обеспечивается стабилизация напряжения инвертора  $U = const$  или ограничение тока  $I_d = Id_{max}$ . При снижении задания  $U$ , угол  $\beta$  снижается к предельному значению  $\beta = \beta_{min}$ ,  $U_y = 0$ , и далее регулирование осуществляется по каналу  $\alpha$  в зоне  $\alpha > 0^\circ$ ,  $\beta = \beta_{min}$ .

Теперь угол на ограничении  $\beta_{min}$  не является константой, как при фазовом управлении, но автоматически подстраивается к минимально возможному, чтобы обеспечить равенство  $tq = tq_{ref}$ .

Из 3-х коэффициентов  $tq_{ref}/C$ ,  $L_k/C$ ,  $L_k/L$  только последний подвержен режимным изменениям, однако неточность его задания незначительно влияет на точность прогноза, т.к. член  $ie \cdot L_k/L$  составляет относительно малую величину.

Очевидно, что в условии включения ( 18 ) можно освободиться от операции извлечения корня, и оставить, казалось бы, более простые операции возведения в квадрат. Но тогда при уменьшении сигналов в 10 раз (диапазон регулирования напряжения инвертора) квадраты сигналов уменьшатся в 100 раз, и возрастет влияние «шума» от электромагнитных помех и ошибок смещения «нуля» компонентов системы управления.

Для уменьшения влияния «шума» и ошибок «нуля» все операции ( 17 ) под корнем вместе с операцией извлечением корня заменены вычислением подходящей аппроксимирующей функции, которая представляет собой переключаемый набор достаточного числа линейных комбинаций аргументов с постоянными коэффициентами. Выбор активной комбинации происходит по правилу выбора максимума или минимума [ 6 ]. Исходная функция имеет 3 аргумента, после нормирования – 2 аргумента. Сложность в том, что поиск аппроксимирующей функции от 2-х аргументов нетривиальная задача. Каждый из двух аргументов имеет диапазон изменения, вместе они образуют область определения функции. В этой области осуществлялось сравнение исходной функции с аппроксимирующей функцией (переключаемые плоскости), и находилась ошибка. Все оптимальные коэффициенты были найдены с помощью прикладной программы поиска минимума среднеквадратичной ошибки в области определения (автор программы – к.т.н. Ю.Н. Юлегин).

Позже (уже после того, как было запущено производство и выпущено более тысячи ТПЧ) удалось значительно упростить задачу поиска аппроксимирующей функции и одновременно повысить ее точность путем уменьшения числа аргументов.

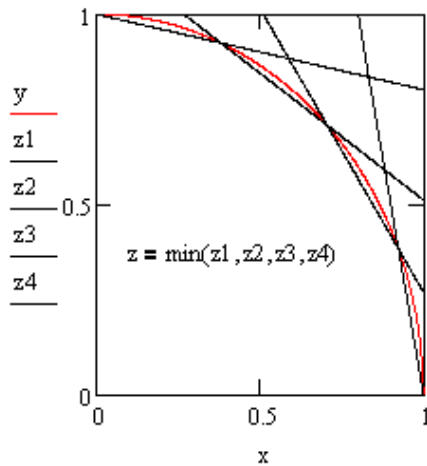
Путем чисто формальных алгебраических преобразований (см. [ 1 ]) удалось привести закон управления ( 18 ) к следующему виду:

$$(19) \quad \sqrt{\left( \frac{tq}{C} \right)^2 + \frac{L}{C} \cdot \frac{L_k}{L + L_k} \cdot \left[ ic - 2ie \cdot \left( 1 + \frac{L_k}{L} \right) \right]} + \sqrt{u^2 + ic^2 \cdot \frac{L}{C} \cdot \frac{L_k}{L + L_k}} = 0$$

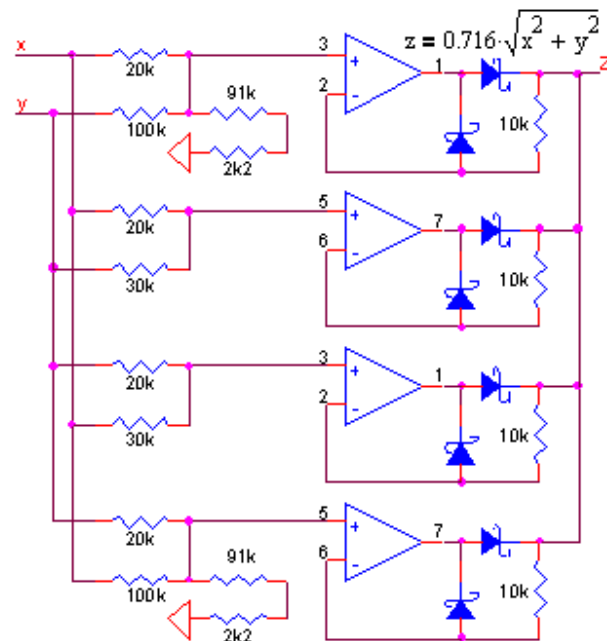
Теперь под корнем только 2 аргумента, кроме того извлечение корня из суммы квадратов  $z = \sqrt{(x^2 + y^2)}$  является известной задачей аппроксимации (прототипом послужил патент, дающий точность  $\pm 4\%$ ). В работе [ 1 ] найдено оригинальное решение задачи. Нормированная функция одного аргумента  $(y/z) = \sqrt{1 - (x/z)^2}$  представляет собой окружность. Нас интересует только первый квадрант, дуга  $90^\circ$ , которую разбиваем на 4 одинаковых участка. Первый участок  $0 \dots 22.5^\circ$  аппроксимируем хордой  $(y/z) = (1/b_1) - (x/z) \cdot a_1/b_1$ , прямая  $z_1 = a_1 \cdot x + b_1 \cdot y$ , где несложно вычислить коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$ . Аналогично

рассчитываются коэффициенты прямых  $z_2, z_3, z_4$ . Результирующая функция находится по правилу  $z = \min(z_1, z_2, z_3, z_4)$ , см. Фиг. 6.

В результате получена хорошая методическая точность  $\pm 0.95\%$  в полной области определения функции  $x > 0, y > 0$ , что соответствует полному диапазону изменения угла управления инвертором  $\beta$  (от  $u=0$  до вершины кривой напряжения  $ic=0$ ). Схемотехническая реализация на операционных усилителях показана на Фиг. 7.



Фиг. 6 Аппроксимация дуги хордами



Фиг. 7 Прецизионная схема вычисления корня из суммы квадратов

Представленная схема извлечения корня из суммы квадратов простая и дешевая. Аналоговый вычислитель (19) был внедрен в серию ТПЧ 3-го поколения в 1988 году – блок БР25, на 2 года позже внедрения аналогового вычислителя (18) – блок БИ37, который также остался в производстве. К тому моменту было выпущено более тысячи ТПЧ, где использовался вычислитель (18), далее производство обоих вычислителей продолжалось параллельно. Оба вычислителя выдают одинаковые характеристики, только вычислитель (19) нагляднее, проще и гарантирует высокую точность в полном диапазоне изменения угла  $\beta$  от 0 до 90°. Принципы настройки обоих вычислителей одинаковы, однако для конкретности ниже описывается вычислитель (19).

Быстродействие схемы на Фиг. 7 равно задержке одного операционного усилителя – порядка 0.1  $\mu s$ . Полная задержка управления по закону (19), включая задержку компаратора (сравнение с нулем), составляет порядка 0.2  $\mu s$  и легко может быть уменьшена при применении более быстродействующих компонентов, если такая необходимость возникнет. Нет опасности влияния «шума» и ошибок «нуля», т.к. все операции линейные, без квадратов и перемножений сигналов.

Такое же быстродействие вряд ли может быть достигнуто цифровым способом даже при применении сверхбольших ИС сегодняшнего дня (спустя 25 лет) и, пожалуй, завтрашнего дня. Даже если задача окажется под силу какому-нибудь будущему цифровому супер-устройству, вряд ли такое решение будет экономически оправдано. К тому же и аналоговая схемотехника не стоит на месте. (Об этом еще будет речь ниже при обсуждении цифровых решений в контроллерах 4-го и 5-го поколений.)

## 4.2. Настройка и практический эффект

Закон включения (19) представим в следующем виде:

$$(20) \quad \frac{tz1}{C} \cdot ic - 2 \cdot \frac{tz2}{C} \cdot ie + \sqrt{u^2 + \left( \frac{tz3}{C} \cdot ic \right)^2} = 0$$

где

$$tz3 = \sqrt{LC \frac{Lk}{L + Lk}} \quad tz1 = \sqrt{tq^2 + tz3^2} \quad tz2 = \left(1 + \frac{Lk}{L}\right) \cdot tz1$$

Емкость  $C$  в (20) выделена отдельно, тогда настройки  $tz1$ ,  $tz2$ ,  $tz3$  имеют размерность времени и зависят от частоты ТПЧ, но не зависят от его мощности. Т.е. емкость  $C$  выступает не более как фактор масштаба токов. Действительно, если  $C$  как угодно увеличить и обратно пропорционально уменьшить  $L$  и  $Lk$ , то константы  $tz1$ ,  $tz2$ ,  $tz3$  не изменятся. И все сигналы останутся без изменений, поскольку потребуется соответственно изменить масштабы токов  $ic$ ,  $ie$ .

Если нормировать  $Lk$  в зависимости от мощности и частоты ТПЧ, то можно рассчитать нормы констант  $tz1$ ,  $tz2$ ,  $tz3$  для каждой мощности и частоты ТПЧ. На объекте индуктивность  $Lk$  может отличаться от нормы, соответственно пересчитываются константы  $tz1$ ,  $tz2$ ,  $tz3$ . Правда, для высокой частоты ТПЧ, 8...10 кГц, индуктивность  $Lk$  нормируется однозначно (нет разрешенного допуска изменения), поэтому константы  $tz1$ ,  $tz2$ ,  $tz3$  рассчитываются тоже однозначно. Для низких частот можно задать заведомо большую индуктивность  $Lk$  и также однозначно рассчитать константы  $tz1$ ,  $tz2$ ,  $tz3$  – т.н. «настройка для неизвестной нагрузки». Но такая настройка будет считаться некачественной (грубой), т.к. необоснованно сужается окрестность вблизи номинальной точки, где открыт выпрямитель и мощность может быть номинальной. Поэтому грубую настройку на практике не используют.

Для тонкой настройки дополнительно на объекте подстраиваются наладчиком константы  $tz1$  и  $tz2$ , а константа  $tz3$  оставляется без изменения согласно расчету. Двумя регулировками  $tz1$  и  $tz2$  в каких-нибудь двух критичных точках полного диапазона коэффициента нагрузки  $Kr = 0.5...4$  наладчик добивается равенства  $tq = tq_{ref}$ . Надо гарантировать  $Kr_{min} = 0.5$  при заполнении индуктора холодным металлом, но при добротности контура не менее 2, иначе гарантируемый  $Kr_{min} > 0.5$ . При пустом индукторе надо гарантировать  $Kr_{max} = 4$ , но при добротности не более 25, иначе гарантируемый  $Kr_{max} < 4$ .

Такая работа наладчика является наиболее трудоемкой и ответственной. И конечно, человеческий фактор, здесь играет ключевую роль. И не случайно пуско-наладка на объекте стоила немалых денег от 6 до 15% от стоимости ТПЧ. При обсуждении контроллеров 4-го и 5-го поколений человеческий фактор будет ставиться в центр внимания, поскольку способы упрощения наладки могут дать серьезную экономию. Правда, «камень преткновения» в том, что не должно быть снижено качество настройки!

Подстройку констант  $tz1$  и  $tz2$  выполняют в пусковых режимах и выбирают наиболее критичные пуски при проверке полного диапазона  $Kr = 0.5...4$ . Для настройки достаточно рассмотреть наиболее критичную часть – начало пускового процесса, интервал 6.7мс – два пульса выпрямителя.

Сначала рассматривается один пульс выпрямителя. Для этого предусмотрен специальный тестовый режим – т.н. «одиночный импульс выпрямителя». Вначале старт идет штатно: 1) подается первый импульс управления выпрямителя с заданным стартовым углом  $\alpha_1 = 70...80^\circ$  в зависимости от частоты ТПЧ; 2) через задержку  $ts1$  после подачи 1-го импульса управления выпрямителем разряжается пусковая емкость  $Cp$  через разрядную индуктивность  $Lp$  Блока Пуска, тем самым возбуждается в контуре первое колебание; 3) сразу по окончании разрядного тока разрешается формирование импульсов инвертора.

Начиная со 2-го, импульсы выпрямителя сдвигаются в инверторный режим, чтобы гарантировать отсутствие аварийного тока при любых случайностях (независимо от срабатывания защиты). Поэтому колебания контура сначала развиваются вместе с ростом тока  $id$  в реакторе, потом затухают при спаде тока. В этом процессе рассматривается напряжение противоэдс инвертора  $E$ , где отыскивается наиболее критичный полупериод с минимальным предоставляемым временем  $tqmin$ . Режим «одиночного импульса выпрямителя» безопасен для самовключений тиристоров, когда  $tqmin < tq_{ref}$ , т.к. аварийный ток предотвращен в любом случае, даже при непроверенной и не настроенной защите.

Далее выполняются штатные пуски (сначала на минимальном задании  $U=100V$ , потом выше) в полном диапазоне коэффициента нагрузки  $Kr = 0.5...4$ , где рассматривается интервал 2-х пульсов выпрямителя, где также отыскивается полупериод с минимальным предоставляемым временем  $tqmin$ .

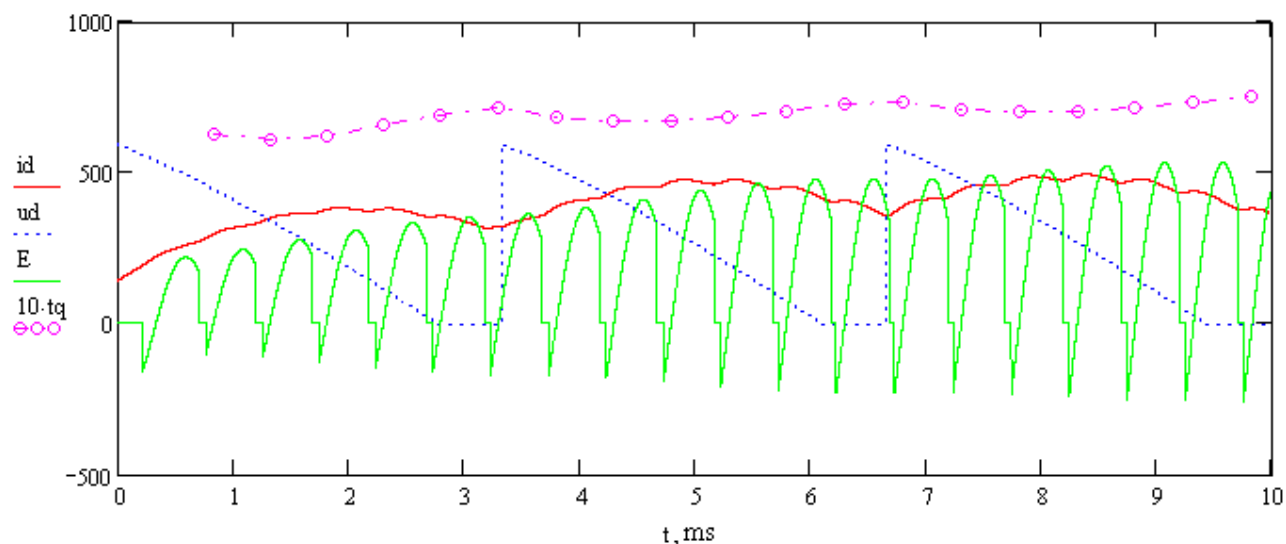
Поочередно двигая две настройки  $tz1$  и  $tz2$ , методом итераций приближаясь к оптимуму, наладчик в двух наиболее критичных пусковых режимах добивается равенства  $tqmin = tq_{ref}$ , отыскивая в каждом из этих режимов наиболее критичный полупериод, где контролируется  $tqmin$ .



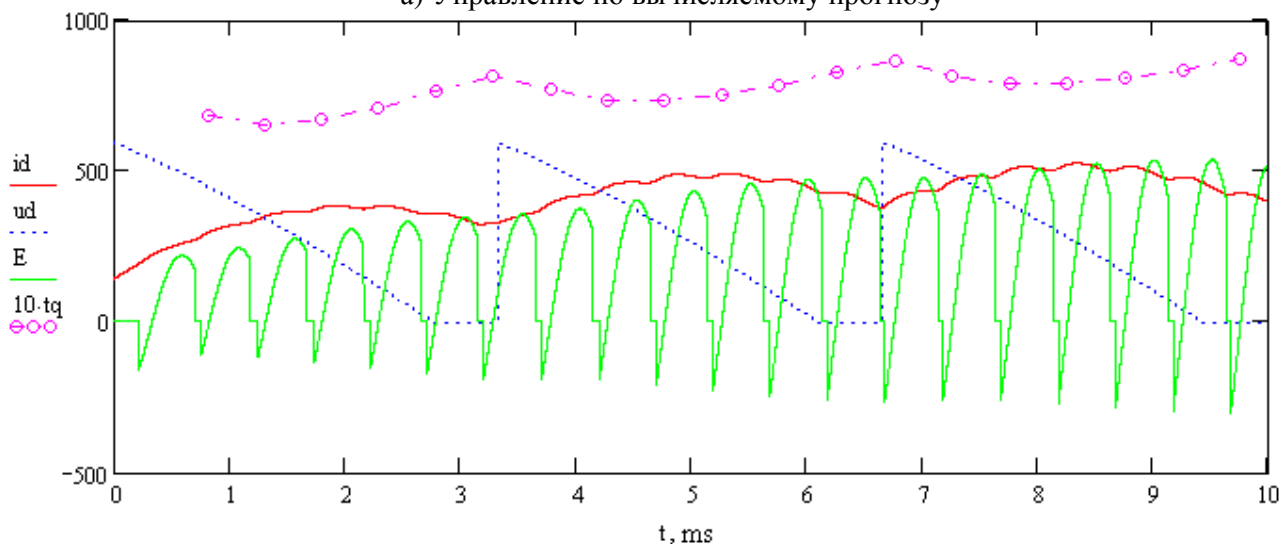
На Фиг. 8 представлена осциллограмма пускового режима ТПЧ-800кВт-1кГц из Табл.1, Пример 2. Расчет выполнен на математической модели в среде MATHCAD, где учтены дополнительные параметры, отсутствующие в Табл.1. Индуктивность индуктора пустого L1 и в холодном режиме L2 взяты таким образом, чтобы получить соотношение рабочих частот холодного и горячего режимов  $f_x/f_n=0.8$ . Полный набор исходных данных следующий:

$U_s=550V$ ,  $U_{dmax}=720V$ ,  $U_n=980V$ ,  $L1=22.1\mu H$  ( $K_r=4$ ),  $L2=51.7\mu H$  ( $K_r=0.5$ ),  
 $C=1000\mu F$ ,  $L_k=16\mu H$ ,  $C_p=200\mu F$ ,  $L_p=8\mu H$ ,  $L_d=2500\mu H$ ,  $\alpha_1=70^\circ$ ,  $t_{s1}=555\mu s$ ,  $t_{q\_ref}=60\mu s$ .

На осциллограммах (а) и (б) показано для горячей нагрузки ( $K_r = 1$ ) сравнение 2-х способов управления: по вычисляемому прогнозу (а) и по способу Мак – Муррея (б). В модели взят мелкий шаг расчета (обычно берется 70 000 временных точек), чтобы гарантировать высокую точность расчета предоставляемого времени  $t_q$  до 0.01%. Такая точность не случайна – легче и быстрее двигаться к оптимуму, когда не мешает «шум». Предоставляемое время  $t_q$  показано на верхней кривой в микросекундах в 10-кратном масштабе. Отдельными точками показаны моменты измерения  $t_q$ . Видно, что кривая  $t_q$  по способу (а) стабильнее, чем по способу (б).



а) Управление по вычисляемому прогнозу



б) Управление по способу Мак-Муррея

**Фиг. 8 Осциллограмма пуска ТПЧ-800-1.0, горячий режим,  $K_r=1$ ;  
предоставляемое время  $t_q$  показано отдельными точками в масштабе  $10*\mu s$**

**Табл. 2 Данные для ТПЧ-800кВт-1кГц  
по вычисляемому прогнозу (а) и по способу Мак-Муррея (б)**

Параметр	Способ	K <sub>г</sub>				
		0.5	0.7	1.0	2	4
Динамический минимум t <sub>qmin</sub> , μs	а)	62.0	60.0	60.7	60.8	60.0
	б)	60.0	62.9	65.3	67.7	68.3
Статический минимум t <sub>q</sub> , μs	а)	70.2	72.0	73.1	79.7	83.0
	б)	72.1	77.4	84.8	95.9	100.7
Динамическая ошибка t <sub>q</sub> -t <sub>qmin</sub> , μs	а)	8.2	12	12.4	18.9	23
	б)	12.1	14.5	19.5	28.2	32.4
Частота в установившемся режиме f, Hz	а)	803		988		
	б)	805		995		
Коэффициент KU <sub>о</sub> =U <sub>о</sub> /U <sub>н</sub>	а)			0.996	0.997	1.002
	б)			1.049	1.084	1.104

Динамический минимум t<sub>qmin</sub> наступил у обоих способов на первом пульсе выпрямителя во втором полупериоде: а) 60.7μs; б) 65.3μs – см. осциллограмму на Фиг. 8, а численные данные в Табл. 2, столбец K<sub>г</sub> = 1. В выпрямителе применен специальный способ управления – т.н. «имитация нулевого вентиля», который позволяет отсечь отрицательное напряжение *ud* (Фиг. 8), и тем самым уменьшить пульсации тока и модуляцию всех параметров, в том числе – модуляцию t<sub>q</sub> и динамическую ошибку. В другом пусковом режиме при K<sub>г</sub> = 0.5 (осциллограмма не показана из-за экономии места) минимум t<sub>qmin</sub> наступает во 2-ом пульсе выпрямителя у обоих способов: а) в 6-ом полупериоде 62.0μs; б) в 7-ом полупериоде 60.0μs. По способу (б) критичный режим всегда в точке K<sub>г</sub> = 0.5, где настраивается коэффициент *b* – см. ( 8 ). По способу (а) наиболее критичными в данном случае оказались два пусковых режима K<sub>г</sub> = (0.7; 4), где двумя регулировками t<sub>z1</sub> и t<sub>z2</sub> обеспечено t<sub>qmin</sub> = t<sub>q\_ref</sub> = 60.0μs. В других случаях могут быть другие критичные режимы. Например, при высоких частотах критичными обычно бывают режимы K<sub>г</sub> = (0.5; 0.7) или K<sub>г</sub> = (0.5; 1.0), где настраиваются t<sub>z1</sub> и t<sub>z2</sub>.

В Табл. 2 видим, что динамические минимумы по способу (а) имеют небольшой разброс и отклонение от t<sub>q\_ref</sub> не более 2μs (по способу (б) – 8.3μs), т.к. именно динамические минимумы обеспечиваются настройкой. Статические минимумы получаются с существенно большей ошибкой, например, в точке K<sub>г</sub> = 1 запас равен 73.1-60=13.1μs. Однако умеренный запас полезен, т.к. согласуется с ростом напряжения на тиристорах и di/dt. Действительно, в ходе подъема напряжения выпрямителя до его открытия уменьшаются пульсации 300 Гц, одновременно уменьшается модуляция t<sub>q</sub>, растет динамический минимум t<sub>qmin</sub>, поднимаясь в пределе к статическому значению при открытом выпрямителе. Поэтому нет противоречия в том, что статический минимум t<sub>q</sub> больше динамического t<sub>qmin</sub>. Но главное, чтобы запас не привел к тому, что **U<sub>о</sub> > U<sub>н</sub>**, где **U<sub>о</sub>** – это минимально возможное напряжение инвертора при открытом выпрямителе.

Напряжение **U<sub>о</sub>** отображено в таблице через коэффициент KU<sub>о</sub> = **U<sub>о</sub>/U<sub>н</sub>**, который наиболее информативный и дает полную характеристику любых сравниваемых способов с точки зрения полезного эффекта. Коэффициент KU<sub>о</sub> определяет коэффициенты регулировки K<sub>α</sub> и K<sub>β</sub> и выбор канала регулирования α или β для установки номинального напряжения **U<sub>н</sub>**:

$$\begin{aligned} KU_o < 1: & \quad K_\beta = KU_o, \quad K_\alpha = 1; \\ KU_o > 1: & \quad K_\beta = 1, \quad K_\alpha = \cos(\alpha) = 1/KU_o. \end{aligned}$$

Принципиально важно, чтобы значение KU<sub>о</sub> < 1 было в столбце K<sub>г</sub> = 1 для обеспечения номинального режима, иначе номинальное напряжение **U<sub>н</sub>** будет получено при токе выше номинала **I<sub>d</sub> = I<sub>dn</sub>/K<sub>α</sub> = I<sub>dn</sub>\*KU<sub>о</sub>**. По способу (а) это требование выполняется. По способу (б) выпрямитель зарегулирован во всех точках K<sub>г</sub>, а в главной точке (K<sub>г</sub> = 1) имеем завышение тока на 5%.

Сравнивая способ управления 2-го поколения β<sub>min</sub>=const (Табл. 1, Пример 2), где ток завышен на 9%, с более совершенным способом, видим выигрыш способа (б) на 4%, а способ (а) дает дополнительный выигрыш еще на 5%.

Завышенная нагрузка (9% и 5%) током всего комплекса силового оборудования, включая сетевой трансформатор и линию сети, нарушает проект комплекса и ведёт к дополнительным потерям пропорционально квадрату тока, поэтому объект не должен сдаваться в эксплуатацию при KU<sub>о</sub> > 1. В рассмотренном примере по способу (б) потребовалось бы проводить мероприятия по снижению

индуктивности линии  $L_k$ . Если линия длинная, например, 100м, то это может потребовать выполнение проектных работ и капитальных затрат на постройку новой линии.

Кроме того, снижение индуктивности линии  $L_k$  является однонаправленным отрицательным фактором, одни минусы и никаких плюсов, т.к. индуктивность  $L_k$  выполняет позитивную функцию – ограничение  $di/dt$  во время коммутации. Уменьшение  $L_k$  сопровождается ростом  $di/dt$ , растут коммутационные перенапряжения и выбросы обратного тока тиристоров, растут коммутационные потери в тиристорах и в демпфирующих цепях, сокращается срок службы тиристоров, возбуждаются высшие гармоники в ошиновке конденсаторной батареи (что ведет к дополнительным потерям, перегреву конденсаторов и сокращению их срока службы), искажается форма кривой напряжения контура высшими гармониками, увеличивается норма времени выключения тиристоров  $t_{q\_ref}$ , поскольку нормирование дается в зависимости от  $di/dt$ .

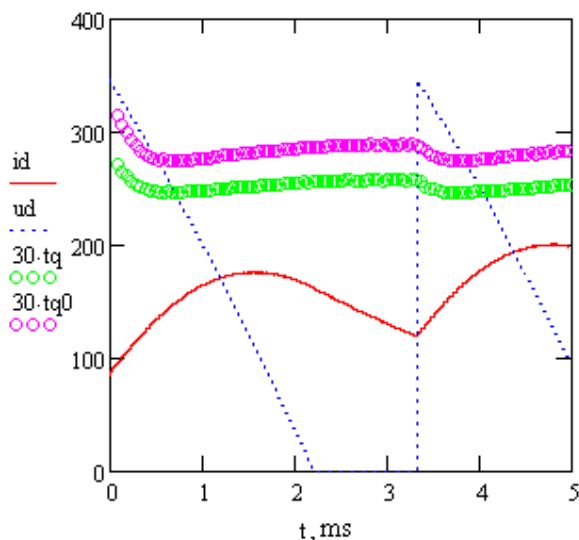
Последний недостаток является определяющим при проектировании высокочастотного ТПЧ. Уменьшение  $L_k$  облегчает задачу предоставления времени  $t_q$ , но одновременно приводит к росту нормы  $t_{q\_ref}$ , и наоборот. Поэтому рассчитывается однозначное компромиссное (оптимальное) значение  $L_k$ , где обеспечен максимум т.н. «коммутационной способности» ТПЧ – это способность дать максимальную мощность в горячем режиме без «опрокидываний» инвертора во всех режимах. Поэтому у высокочастотного ТПЧ, на объекте его эксплуатации, не допускаются изменения  $L_k$  в любую сторону.

В Табл. 3 представлены данные для сравнения 2-х способов управления высокочастотного ТПЧ-350кВт-10кГц со следующими исходными данными:

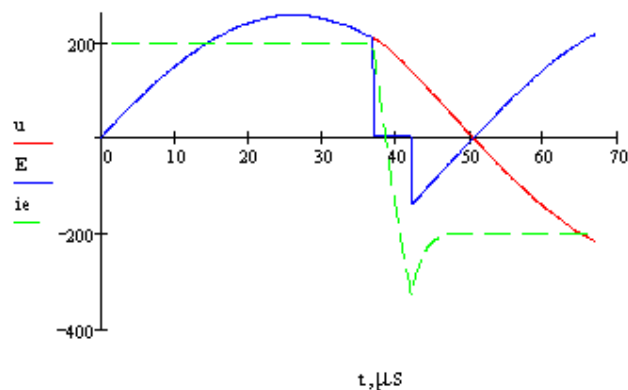
$U_s=380V$ ,  $U_{dmax}=498V$ ,  $U_n=700V$ ,  $L_1=3.25\mu H$  ( $K_r=4$ ),  $L_2=4.875\mu H$  ( $K_r = 0.5$ ),  
 $C=80\mu F$ ,  $L_k=1.8\mu H$ ,  $C_p=20\mu F$ ,  $L_p=1.5\mu H$ ,  $L_d=2500\mu H$ ,  $\alpha_1=80^\circ$ ,  $t_{s1}=555\mu s$ ,  $t_{q\_ref}=8.0\mu s$ .

Табл. 3 Сравнение способов управления для ТПЧ-350кВт-10кГц по вычисляемому прогнозу (а) и способа Мак-Муррея (б)

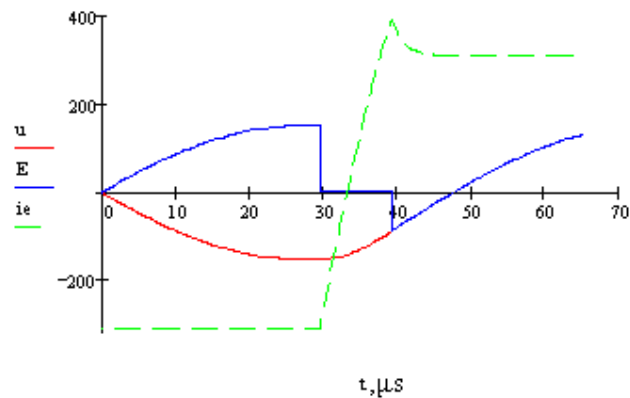
Параметр	Способ	Kr				
		0.5	0.7	1.0	2	4
Динамический минимум $t_{qmin}$ , $\mu s$	а)	8.00	8.01	8.18	8.53	8.38
	б)	7.98	8.62	9.14	9.86	9.88
Статический минимум $t_q$ , $\mu s$	а)	8.31	8.16	8.44	8.84	8.43
	б)	8.28	8.89	9.41	10.36	10.96
Динамическая ошибка $t_q - t_{qmin}$ , $\mu s$	а)	0.31	0.15	0.26	0.31	0.05
	б)	0.30	0.27	0.27	0.50	1.08
Частота в установившемся режиме $f$ , Hz	а)	10435		9949		
	б)	10408		10022		
Коэффициент $K_{Uo}=U_o/U_n$	а)			0.998	0.973	0.969
	б)			1.054	1.051	1.064



Фиг. 9. Режим пуска при  $K_r=1$  по способу (а); осциллограммы  $t_q$  в масштабе  $30\mu s$ ,  $t_q$  – (а),  $t_{q0}$  – (б)



Фиг. 10. Последний полупериод пуска к Фиг. 9,  $K_r = 1$



Фиг. 11. Последний полупериод пуска,  $K_r = 0.5$

На Фиг. 9 показаны осциллограммы  $i_d$ ,  $u_d$  при пуске в горячем режиме ( $K_r = 1$ ) на интервале 5мс – полтора пультса выпрямителя по способу (а). Также отдельными точками, которые сливаются в жирную линию, показан в масштабе  $30 \cdot \mu s$  график изменения  $t_q$  для способа (а). На эту же осциллограмму для сравнения наложен график  $t_{q0}$  из другого пускового режима при той же нагрузке  $K_r = 1$  по способу (б). График  $t_{q0}$  позволяет видеть дополнительную ошибку способа (б) – расстояние между графиками  $t_q$  и  $t_{q0}$ . В Табл. 3 в столбце  $K_r = 1$  показаны динамические минимумы для этих графиков:  $t_q = 8.18 \mu s$ ,  $t_{q0} = 9.14 \mu s$ . В 1-ом и во 2-ом пультсах выпрямителя динамические минимумы  $t_{qmin}$  повторились. На Фиг. 10 показана осциллограмма последнего полупериода в режиме  $K_r = 1$  (Фиг. 9), а на Фиг. 11 – осциллограмма последнего полупериода в режиме  $K_r = 0.5$ .

В Табл. 3 во всех точках  $K_r = 0.5 \dots 4$  по способу (а) наблюдаются значительно меньшие динамические и статические ошибки. В результате коэффициент  $K_{Uo}$ , который определяет установленную мощность силового оборудования, получился по способу (б) в номинальной точке ( $K_r = 1$ ) на 5.6% больше по сравнению со способом (а):  $1.054/0.998=1.056$ .

Вариант проекта ИТ по способу (б), когда оставляем номинальное напряжение без изменения  $U_n=700V$  и зарегулируем выпрямитель на 5.6%, не годится. Такой вариант рассматривался выше – это приведет к завышению тока на 5.6% во всем силовом комплексе, включая сеть, и завышению потерь пропорционально квадрату тока.

Поэтому по способу (б) выбирается вариант проекта ИТ, где номинальное напряжение на 5.6% больше, чем по способу (а), т.е.  $U_n = 1.056 \cdot 700 = 740V$ . Коммутационное напряжение пропорционально мгновенному значению напряжения контура в конце коммутации. Коммутационные потери пропорциональны квадрату коммутационного напряжения, следовательно, фактор коммутационных потерь можно вычислить по формуле:

$$FC = [ \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t_q) ]^2.$$

Соотношение факторов  $FC$  двух способов рано 1.38, данные взяты из Табл. 3 в столбце  $K_r = 1$  (по способу (а)  $f=9949Hz$ ,  $t_q=8.44 \mu s$ ,  $U_n=700V$ , по способу (б)  $f=10022Hz$ ,  $t_q=9.41 \mu s$ ,  $U_n=740V$ ). Следовательно, по способу (б) коммутационные потери завышены на 38%. Если считать, что коммутационные потери у высокочастотного ТПЧ составляют долю порядка 50% полных потерь, то завышение полных потерь составит 20%.

Из вышесказанного делаем следующие выводы. Способ (а) по отношению к способу (б) выступает как односторонний фактор экономии во всех случаях использования ТПЧ и для всех частот:

- уменьшаются потери, от прямого тока (5% – 1кГц), коммутационные (31% – 10кГц), полные (20% – 10кГц);
- расширяется диапазон допустимой индуктивности линии  $L_{kmax}$ , снижается  $di/dt$  в тиристорах;
- снижается класс тиристоров (6% – 10кГц), акустический шум и потери в стали реактора при снижении напряжения противоэдс  $E$  и коммутационных напряжений;
- улучшаются динамические режимы – повышается надежность пуска, экономится установленная мощность силового блока пуска.

### 4.3. ТПЧ 3-го поколения – лидер мирового производства ИТ

Способ вычисляемого прогноза внедрен в серию ТПЧ 3-го поколения в 1986 году. Одновременно были внедрены и другие новшества:

- Расширен диапазон регулирования напряжения инвертора  $U$ . Кроме 2-х зон регулирования по каналам  $\alpha$  и  $\beta$ , добавилась 3-я зона одновременного противоположно направленного регулирования каналов  $\alpha$  и  $\beta$ , что позволяло удерживать ток реактора на границе минимума  $I_d = I_{dmin}$  (исключается прерывание тока) и одновременно регулировать  $U$ . Такой способ снимал ограничение работы ТПЧ на малой мощности. В результате обеспечивалась нижняя граница  $U_{min} = 0.1 \cdot U_n$  во всем диапазоне от холодной загрузки до пустого индуктора  $K_r = 0.5 \dots 4$ , а в крайней точке  $U = 0.1 \cdot U_n$ ,  $K_r = 4$  обеспечивалась мощность ниже номинальной в 400 раз.
- В выпрямителе применен способ управления, имитирующий обратный диод на выходе выпрямителя, т.н. «нулевой вентиль» для отсечения отрицательного напряжения и уменьшения пульсаций. Такой способ не мешает инверторному режиму выпрямителя для защиты в аварийных режимах, чему помешал бы реальный нулевой вентиль, если бы он стоял на выходе выпрямителя.
- Улучшены статические и динамические характеристики качества регулирования. В частности уменьшено время пуска более чем на порядок, что позволило гарантировать 6 рабочих циклов в минуту, если такая необходимость возникает. Также АПВ (Автоматическое Повторное Включение) обеспечено настолько быстро (около 0.1 секунды), что не создавало отклонения в нагреве. При этом перерегулирования по току и напряжению исключались.
- Введена защита от «опрокидывания», что дало кардинальное увеличение срока службы тириستоров.
- Введен новый более надежный способ пуска инвертора.
- В силовой части введен активный ограничитель обратных коммутационных перенапряжений, который возвращает энергию обратных выбросов тока тиристоров в цепь питания, что позволило уменьшить коммутационные перенапряжения и одновременно повысить КПД.
- Значительно улучшена конструкция преобразователя, уменьшились габариты и масса ТПЧ, линейка шкафов уместилась 2-х шкафную конструкцию (ТПЧ-800) или в 1 шкаф (ТПЧ-320).
- Серия ТПЧ 3-го поколения представила ряд исполнений на мощности от 160 до 800 кВт и ряд стандартных частот в области среднего частотного диапазона: 0.5; 1.0; 2.4; 4.0; 8-10 кГц. Также внедрена групповая работа нескольких ТПЧ на общую нагрузку.

Серия ТПЧ покрыла потребности основной массы потребителей в области средних частот. С 1986 года стремительно начал увеличиваться объем выпуска ТПЧ. Месячный выпуск в отдельные месяцы доходил до 120 штук, годовой объем в отдельные годы превышал 800 штук.

Для сравнения – американская фирма «Inductotherm», уже имеющая многолетнюю историю, в то время выдавала годовой объем порядка 180 штук. Сегодня «Inductotherm» превратилась в мировую корпорацию, насчитывающую 40 фирм на всех континентах, включая кроме Европейских стран и двух американских континентов также Японию, Корею, Индию, Китай, Австралию и т.д. Трудно сказать, но можно предположить, что сегодня мировая корпорация «Inductotherm» имеет суммарный годовой объем сданных в эксплуатацию объектов, вряд ли превышающий 800 штук, если исходить из того, что годовой объем средней фирмы порядка 20 объектов. (Аналитики Inductotherm, отзовитесь! Назовите точные цифры!)

В восьмидесятых годах спрос на ТПЧ был «бешенный». Несмотря на большой и постоянно возрастающий объем выпуска, предприятия–потребители выстраивались в очередь на 2 года вперед. Чтобы получить ТПЧ вне очереди некоторые предприятия командировали своих рабочих на временную работу в качестве сборщиков ТПЧ.

Такие объемы и спрос были связаны с социалистическим характером производства и специализацией предприятий в рамках планового производства большой страны – СССР. Источники ТПЧ делались в Таллинне, сетевые трансформаторы на Урале, печи и индуктора в Дагестане, Новозыбкове, Ленинграде и Москве. В то время как капиталистические предприятия делали только комплектные поставки, чем и объясняются относительно меньшие объемы сданных объектов.

В 1986-1987гг преобразователи ТПЧ-320 и ТПЧ-800 демонстрировались на международных выставках в Лейпциге, Познани, Каире. Появились зарубежные поставки. Доля таких поставок была небольшая, но охватывала некоторые страны Европы, Азии, Африки и Америки.

Если годовой вал поделить на количество ТПЧ, куда входят представители всех мощностей типоряда, то средняя цена одного ТПЧ составляла 12800 рублей, что в переводе в доллары США по официальному курсу 0.6руб./долл., составляет 21 000 долларов. Такая цена была ниже европейских и американских аналогов в 4-5 раз. При пересчете на цены аналогов годовой вал ТПЧ доходил до 70 миллионов долларов США.

ТПЧ называли «кормильцем» таллиннского завода НПО «Электротехника». Хотя завод не был гигантом промышленности, всего немногим более 4 тысяч человек, но он занял 2-ое место в соревновании предприятий всей электротехнической промышленности СССР. ТПЧ была присвоена высшая категория качества, отвечающая мировому уровню техники. Завод получил солидную премию, арендовал большой концертный зал для всех работников завода и отметил премию праздничным концертом.

Максимум производства достиг в 1989 году. Это был период «перестройки» и «пятилетка качества», конец социалистической эпохи.

В то же время в техническом творчестве началась «цифровая» эпоха. В конце 80-х «микропроцессорный бум» охватил широкие массы инженеров-электронщиков. Прошло еще десятилетие и на сцену вышли настоящие герои «цифрового мира» – ПЛИС-ы (Программируемые Логические Интегральные Схемы), которые синхронно по «одному удару кварцевых часов» независимо и одновременно могли выполнить тысячи сложных логических операций. И таких «ударов» 100 миллионов в секунду и более! Сегодня ПЛИС-ы самые сложные и самые универсальные изделия цифровой техники. Одна ПЛИС может воспроизвести работу весьма мощного процессора, а после перепрограммирования («прошивки») – работу другого, не менее мощного процессора. Возможности обслуживания периферийных устройств фантастические, т.к. одна ПЛИС может иметь до 1600 «ножек» – гибко перестраиваемых входов/выходов, придавая каждой «ножке» самые различные характеристики. Правда, это уже не ножки, которые свисают по краям, как у обычной микросхемы, – это «шарики», плотно расположенные на днище ПЛИС. Но так уж ли безгранично могущество «цифры»? Справятся ли цифровые системы с аналоговым конкурентом? Какие задачи решают цифровые системы в силовой электронике, и частности – в источниках индукционного нагрева? Об этом речь в Части 2, где рассматриваются контроллеры 4-го и 5-го поколений.

## Литература

- [ 1 ] Дисс. на соиск. уч.ст. к.т.н. «Принципы управления и схемотехническая реализация управляющего устройства серии тиристорных преобразователей частоты» / А.Н.Юлегин. М.1986.
- [ 2 ] Пат. 1588703 Германия. Способ управления преобразователем. Schaltungsanordnung zum Betrieb eines Wechselrichters / SIEMENS AG. Hübner K. (Герм.) 1974.
- [ 3 ] Пат. 3 718 852 США. Регулятор сдвига фаз для высокочастотного инвертора. Phase Angle Regulator for High Frequency Inverter / Bailey R.B. (США) 1973.
- [ 4 ] Пат. 58-54751 Япония. Схема управления тиристорным инвертором / Nippon Denso (Яп.) Кубота Киро (Яп.) 1983.
- [ 5 ] Пат. 3882370 США. Способ управления силовыми преобразователем с параллельным контуром. Control of power converters having a parallel resonant commutation circuit / W.McMurrey (США) 1975.
- [ 6 ] Мустафа Г.М., Юлегин А.Н. Управление по вычисляемому прогнозу инвертором серии ТПЧ / Электротехника. 1988. №8.