

ц 841 а

Д-819

3025/74

Дульский Р.

Б4-13-8034.



ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Б 4-13-8034

ДЕПОНИРОВАННАЯ ПУБЛИКАЦИЯ

Дубна 19 74

ОБЪЕДИНЕННЫЙ ИНСТИТУТ ЯДЕРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Лаборатория высоких энергий

Б4-13-8034

Р. Дузьски

РАБОТА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ТТЛ В НЕСТАН-
ДАРТНЫХ УСЛОВИЯХ (Обзор)

Рукопись поступила
в издательский отдел
..20. июня 1974.

Объединенный институт
ядерных исследований
БИБЛИОТЕКА

Дубна , 1974

А Н О Т А Ц И Я

В справочниках приводятся предельно допустимые условия работы интегральных микросхем* и в случае их превышения изготовитель не гарантирует сохранения параметров интегральных микросхем.

В практике очень часто встречается необходимость применения модулей в условиях, не определенных справочными данными. Так как все параметры модулей определены методом "наихудшего случая", проба применения модулей в нестандартных условиях может окончиться успешно.

Целью этого обзора является более широкое указание свойств модулей в условиях, отличающихся от рекомендуемых.

* В дальнейшем интегральные микросхемы называются модулями.

I. КОМПОНЕНТЫ МОДУЛЕЙ

Свойства модулей жестко связаны со свойствами входящих в их состав компонентов, таких как транзисторы, диоды и сопротивления.

Для определения поведения модулей в разных условиях надо заранее определить зависимость основных параметров компонентов от внешних факторов. В дальнейшем влияние емкостных составляющих не учитывается в связи с их второстепенным характером.

I.1. Сопротивления

Удельное сопротивление материала, из которого изготавливаются стандартные сопротивления в схемах ТТЛ равно 130 ом на квадрат. Это значение увеличивается с повышением температуры на 1°С приблизительно на 1% в области положительных температур. Для отрицательных температур этот коэффициент сводится к нулю.

В схемах малой мощности применяются более высокие значения сопротивлений, что приводит к увеличению удельного сопротивления применяемого материала до 260 ом на квадрат. Это значение достигается путем применения в технологическом процессе другого уровня примешивания. На рис. I.1 показана типовая зависимость сопротивления от температуры.

Другие сопротивления, существующие в схеме как сопротивление транзистора, сопротивление диодов, смещенных в прямом направлении, тоже меняются в зависимости от температуры. Качественная оценка этих зависимостей, хотя не очень точно, может быть проведена с практически достаточной точностью на основе характеристики (рис. I.1).

I.2. Диоды

Основными параметрами, характеризующими диод, являются сопротивление проводящего диода, падение напряжения на проводящем

диоде (V_F), а также в некоторых случаях – обратное напряжение пробоя.

Очень важным, хотя тяжелым для анализа параметром диода, является ток утечки. В монолитных интегральных микросхемах диодом является транзистор, в котором база соединена с коллектором. В таком случае ток утечки, сильно связанный с температурой, не имеет никакого влияния. В транзисторе в связи с выступлением инверсионного параметра h_{FE} ток утечки достигает больших значений.

Опытным путем отмечено, что его значение удваивается в пределах температуры 25°C до 100°C , а при температурах ниже 25°C меняется незначительно.

Типовое значение напряжения V_F между базой и эмиттером, при токе I мА, текущем в прямом направлении, равняется $0,73$ В. Это напряжение является суммой напряжения отсечки, равного $0,6$ В. и добавочного падения напряжения на сопротивлении диода, равняющегося $0,13$ В. На рис. I.2 показана зависимость значения напряжения от температуры.

При смещении в обратном направлении напряжением порядка 6 В через переход эмиттер–база течет ток пробоя. В случае других переходов, например, коллектор–база или коллектор–подложка, допускаемые значения напряжения пробоя должны быть значительно выше. В практике это напряжение заключается в пределах от 10 В до 50 В и выше.

I.3. Транзисторы

Все вышеуказанные основные параметры, такие как напряжение пробоя проводящего перехода база–эмиттер, сопротивление и ток утечки оказывает влияние на характеристики транзисторов.

Одним из основных параметров транзистора является коэффициент передачи тока h_{FE} . Значение этого коэффициента увеличивается с

ростом температуры, как показано на рис.1.3.

Эта характеристика, очень полезная при оценке изменения параметров транзисторов, не может быть применена для точных вычислений в связи с разнообразным характером влияния всех остальных факторов, таких как: значение сопротивления, дрейф и изменение напряжения V_{CC} .

2. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ НА РАБОТУ СХЕМ

Зная зависимость основных параметров компонентов модулей от внешних факторов, можно определить поведение схем в разных условиях. Анализ работы схем в нестандартных условиях проведен на основе актуальных данных, касающихся типовых значений параметров этих схем.

2.1. Выходной каскад

Уровень выходного напряжения для лог."1" определяет значение напряжения питания V_{CC} и падения напряжения на компонентах рассматриваемой цепи (рис.2.1.).

В случае малых токов надо иметь в виду падение напряжения на диоде (V_F), падение напряжения на переходе эмиттер-база (V_{BE}) и падение напряжения на базовом сопротивлении. Для больших токов транзистор насыщается и не работает как эмиттерный повторитель. В таких условиях суммарное падение напряжения состоит из падения напряжения на диоде (V_F) и падения вызванного течением тока через последовательно соединенные сопротивления коллектора и сопротивление насыщенного транзистора R_{CS} .

Выходное напряжение сильно связано с напряжением питания (Приблизительно значение наклона равняется 1 В/В). Испытание выходного каскада производится для наименьшего допустимого напряжения питания V_{CC} . В случае применения более высокого напряжения питания возникнут отличия в значениях параметров по сравне —

нию со справочными данными.

С ростом температуры значения сопротивлений увеличиваются, а падение на диоде V_F уменьшается, что приводит к взаимодействию этих эффектов. В случае ненасыщенного транзистора самое большое влияние имеют напряжения на диоде и переходе эмиттер-база. В связи с этим значение выходного напряжения увеличивается с ростом температуры. В случае насыщенного транзистора изменение выходного напряжения с температурой имеет немножко другой характер, хотя в дальнейшем сохраняется тенденция его увеличения с ростом температуры.

Эффекты, производимые токами утечки, сводятся к нулю из-за малых значений сопротивлений. Испытание выходного каскада при логическом "0" происходит тоже для наименьшего напряжения питания из-за того, что в этих условиях уменьшается ток, управляющий базой выходного транзистора, что вызывает трудности с поддержанием его в насыщенном состоянии. На рис.2.2 показаны пути тока базы выходного транзистора.

Самое главное влияние имеет характеристика перехода эмиттер-база, в связи с чем ток управления базы уменьшается с ростом температуры, особенно в области отрицательных температур, в которых изменение сопротивления сводится к нулю.

Сопротивление R_{CS} уменьшается с понижением температуры. Это приводит к уменьшению уровня выходного напряжения для лог."0" в условиях стандартной нагрузочной способности. В этом случае способность к работе большими токами значительно уменьшается из-за уменьшения степени насыщения транзистора, вызываемой понижением значения тока базы, коэффициента передачи тока h_{FE} транзистора.

На основе справочных данных можно принять, что ток меняет свое значение с температурой в принципе линейно, а коэффициент

наклона равняется приблизительно $0,15 \text{ мА}/^\circ\text{С}$. Влияние изменения напряжения питания V_{CC} является тоже линейным и оценивается на $8 + 10 \text{ мА}/\text{В}$.

2.2. Выходной каскад

Значение напряжения порога определяет уравнение (рис.2.3):

$$V_T = V_{BE}(Q_2) + V_{BE}(Q_3) + V_{CB}(Q_1) - V_{BE}(Q_4)$$

Изменение этого напряжения в зависимости от температуры можно легко оценить. Оно в два раза больше, чем изменение напряжения одного кремниевого перехода. Рост температуры вызывает уменьшение напряжения порога приблизительно на $4,2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$. Этот коэффициент особенно большую роль играет в случаях управления схем от разных нетипичных источников (включая также управление от перегруженных выходов).

После ^{превышения} прерывания напряжения порога переход эмиттер-база входного транзистора смещается в обратном направлении и текущий ток является суммой тока утечки и инверсионного тока. Тем не менее значения этих токов настолько малы, что даже в случае работы 10 входов не нарушаются условия нормальной работы. Дополнительно следует проанализировать случай превышения входного напряжения выше предельно допустимого значения $5,5 \text{ В}$.

Возникновение между эмиттером и коллектором, либо другим эмиттером, напряжение выше 6 В вызывает явление лавинного пробоя. Это явление допускается только в случае ограничения тока до 2 мА или менее для схем серии $\text{SN}54/74$ /2/ и $\text{SN}54\text{H}/74\text{H}$. Для микросхем серии $\text{SN}54\text{L}/74\text{L}$ лавинный ток надо ограничить на уровне $0,5 \text{ мА}$. Уменьшение входного напряжения порога вызывает переключения входного транзистора из состояния, в котором ток утечки, порядка микроампер, втекает в транзистор в состоянии, в

котором ток (в этом случае вытекающий) достигает значения около 0,8 мА. Дальнейшее уменьшение входного напряжения до каталогового значения \rightarrow (типичное значение которого 0,4 В) приводит к увеличению этого тока до предельно допустимого значения.

В вычислениях, которые делаются на основе типовых характеристик, используется факт, что увеличение входного напряжения V_{IL} вызывает уменьшение значения входного тока согласно уравнению:

$$I_{IL} = \frac{V_{CC} - V_{BE}(Q_1) - V_{IL}}{R_{B(Q_1)}}$$

Уменьшение входного напряжения ниже 0 В вызывает дальнейшее линейное увеличение тока до момента, в котором входные диоды будут смещены в прямом направлении (см. рис.2.4 и 2.9). В этом случае возникает быстрое увеличение тока. Значение этого тока надо ограничить до значения 20 мА для модулей серии SN54/74 и SN54Н/74Н, а для модулей серии SN54L/74L до значения 2 мА.

2.3. Выходные токовые характеристики

На рис.2.5. представлена температурная зависимость тока, вытекающего в вывод микросхемы в присутствии логического "0" на выходе (так называемый *sinking mode*) в диапазоне температур от -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$ и для трех значений напряжения V_{CC} .

Значение этого ^{тока} ~~тока~~ проанализировано относительно значения, достигаемого в температуре 25°C и напряжения $V_{CC} = 5,0$ В. Например, для $V_{CC} = 5,0$ В и температуры -55°C предельно допустимое значение тока, принимаемого схемой SN5400, достигает уровня на 40% ниже, чем для $V_{CC} = 4,5$ В и температуры 25°C .

Из этого следует, что для схемы SN5400, для которой гарантированное значение тока составляет 16 мА (для $V_{CC} = 4,5$ В и температуры -55°C)/3/, актуальное значение этого тока в усло-

виях $V_{CC} = 5,0$ В и температуры 20°C достигает значения на 280% выше и равняется 45 мА.

Такую же экстраполяцию можно провести для любой другой рабочей точки.

Непрерывной линией отпечатаны характеристики для максимальных гарантированных значений выходных напряжений $V_{OL} = 0,40$ В. (0,30 В для модулей серии SN54L/74L).

В случае работы с низким напряжением помех можно пользоваться графиками, отпечатанными с помощью штрихов. Эти характеристики отвечают работе с самым высоким допусаемым напряжением на выходе для логического "0", которое равняется 0,80 В (0,70 В для модулей серии SN54L/74L).

Приведенные значения токов тоже нормализованы аналогично токам, приведенным в предыдущем примере. Принимая уровень выходного напряжения логического "0" $V_{OL} = 0,8$ В и напряжения питания

$V_{CC} = 5,5$ В получаем увеличения тока, принимаемого выходным каскадом схемы до значения около 48 мА (300% от 16 мА). Обычно принимается в таких случаях значение $V_{OL} = 0,7$ В. Таким методом можно пользоваться, рассматривая работы схемы серии SN7400 в области отрицательных температур, хотя справочные данные ограничивают нижнюю границу до 0°C .

Работа этих схем при температурах выше, чем предельно допустимые, не рекомендуется из-за сложности анализа эффектов токов утечки, которые ухудшают параметры схем.

Рис.2.6 показывает семью характеристик, изображающую температурную зависимость выходного напряжения для лог. "1" для разных номиналов этих напряжений $V_{OH} = 2,4$ В и $V_{OH} = 2,0$ В.

Дополнительно на рис.2.7 и 2.8 показана зависимость выходного напряжения тока для лог."0" и "1" на выходе. Эти характе-

ристки имеют особое значение в случае работы с малыми токами при лог."0" и большими токами при лог."1" на выходе. Кроме того, они позволяют определить рабочую точку в случае работы с нестандартной нагрузкой.

2.4. Входные токовые характеристики

Значение входного тока с температурой незначительно меняется. Более существенной является зависимость этого тока от напряжения питания V_{cc} и входного напряжения V_{in} .

На рис.2.9 показана типовая кривая, изображающая зависимость тока от входного напряжения. На этой характеристике видны две точки пробоя, одна в области положительных напряжений, вторая - в области отрицательных. Легко заметить, что самый опасный момент отвечает максимальному допусжаемому напряжению питания. Кроме того, с помощью этой характеристики легко оценить изменения входного тока в окрестности напряжения пробоя.

В случае практических вычислений очень часто встречается необходимость пользования набором характеристик. Например, с целью определения максимальной нагрузочной способности для входного напряжения $V_{IL} = 0,80$ В надо из рис.2.5 взять значение выходного тока для "наихудшего случая", а его типовое значение - из \rightarrow рис.2.7.

Как видно из рис.2.9, увеличение входного напряжения с 0,4 В до 0,8 В вызывает уменьшение входного тока на $\sim 20\%$.

Типовое значение нагрузочной способности (для лог."0") для смодифицированных значений входных и выходных токов равняется:

$$N_L = \frac{I'_0}{I'_I}$$

где $I'_0 = I_{0L}$ для $V_{0L} = 0,8$ В; $I'_I = I_{IL}$ для $V_{IL} = 0,8$ В;

- нагрузочная способность для лог."0". Для примера: для

микросхем серии SN54/74 (рис.2.7а и 2.9а):

$$N_L = \frac{58 \text{ ма}}{0,8 \text{ ма}} = 72$$

3. ЯВЛЕНИЕ ПРОБОЯ НА ВХОДЕ И ВЫХОДЕ

Работа микросхем в области пробоя допускается только в случае ограничения рассеиваемой мощности и отсутствии нестабильности в работе, вызываемой возникновением отрицательных сопротивлений, связанных с формой типовой характеристики пробоя.

Такую же характеристику для входных напряжений, меняющихся в широких пределах, показывает рис.2.9.

Как уже было сказано, значение текущего тока должно быть ограничено внутренним сопротивлением источника либо добавочным последовательным резистором.

Значение напряжения пробоя для выходов типа „active pull-up“ не определяется. Эта схема выдерживает в закрытом состоянии („лог. "1" на выходе) напряжение, величина которого 8 В. Более высокие напряжения должны быть присоединены через последовательные резисторы, ограничивающие рассеиваемую мощность.

В схемах с выходом типа "открытый коллектор" надо соблюдать максимально допускаемые значения напряжения. В случае необходимости его превышения надо обязательно вычислить значение последовательного резистора, ограничивающего мощность и проанализировать характеристику пробоя. Ни в коем случае нельзя превышать допускаемую мощность, определенную для каждого типа корпуса микросхемы.

В табл. I показаны типовые значения термических сопротивлений для обычно применяемых типов корпусов. Общая мощность может быть рассеяна либо в единичных воротах, либо произвольным образом разделена между всеми воротами, находящимися в одном корпусе (за исключением схем серии 54L /74L).

Для схем серии 54L /74L ограничение из-за напряжения пробоя является более жестким, чем ограничение из-за рассеиваемой мощности. Например, для напряжения питания $V_{BB} = 30$ В, соответствующего предельным условиям (30 В), надо учесть добавочное напря-

жение V_{S-B} порядка 15 В (напряжение пробоя $V_{(BR)CEO}$). На основе этого можно вычислить необходимое значение последовательного резистора:

$$R_s = \frac{V_{BB} - V_{S-B}}{P_{max} / V_{S-B}} = \frac{(V_{BB} - V_{S-B}) \times V_{S-B}}{P_{max}} = \frac{(30 - 15) \times 15}{0,25} = 900 \text{ ом}$$

В вышеуказанных условиях работы могут появляться осцилляции, которые, правда, не мешают нормальной работе микросхемы, но могут нарушить условия нормальной работы остальной части логической системы. Поэтому их присутствие должно быть обязательно проанализировано.

Таблица 1

Термическое сопротивление корпусов

Вид корпуса		Термическое сопротивление	
описание	обозначение	$\Theta_{1c} \pm 5\%$	$\Theta_{1x} \pm 15\%$
8 выводов, пластмассовый	P	52	95
14 выводов, пластмассовый	M	40	80
16 выводов, пластмассовый	K	36	67
24 вывода, пластмассовый	L	37	62
14 выводов, ("C - DIP")	J	27	80
16 выводов, ("C - DIP")	J	27	80
14 выводов, плоский ("alloy")	S	70	109
14 выводов, плоский ("frit")	F	123	127
14 выводов, ("C - PASC")	...	27	
10 выводов, ("alloy")	L	39	125

1. Приведенные значения являются номинальными и не гарантированными. Применены специальные измерительные плиты для унификации результатов. Рассеиваемая мощность равнялась 360 мВ.

Θ_{1c} - термическое сопротивление между переходом и корпусом.

Θ_{1x} - термическое сопротивление между переходом и окружающим воздухом. Корпус микросхемы помещен в панелькс.

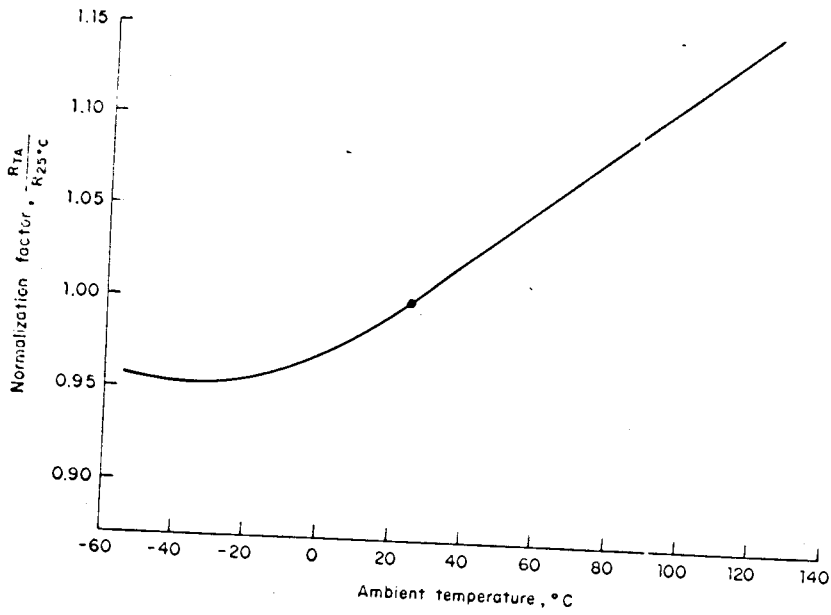
ПОДПИСИ К РИСУНКАМ

- Рис.1.1. Типовая температурная зависимость сопротивления.
- Рис.1.2. Типовая температурная зависимость напряжения V_F (для диодов и переходов эмиттер-база).
- Рис.1.3. Типовая температурная зависимость коэффициента h_{FE} .
- Рис.2.1. Выходной каскад микросхемы ТТЛ для лог."1" (штрихом отмечены детали, для которых определяется суммарное падение напряжения).
- Рис.2.2. Схема ворот ТТЛ с учетом составляющих тока базы выходного транзистора.
- Рис.2.3. Схема для определения значений напряжения порога.
- Рис.2.4. Входной каскад микросхемы ТТЛ.
- Рис.2.5. Максимальные значения тока выходного каскада для лог."0".
- Рис.2.6. Значения тока, получаемого выходным каскадом для лог."1".
- Рис.2.7. Зависимость напряжения V_{OL} от тока I_{OL} .
- Рис.2.8. Зависимость напряжения V_{OH} от тока I_{OH} .
- Рис.2.9. Типовая зависимость входного тока от входного напряжения.

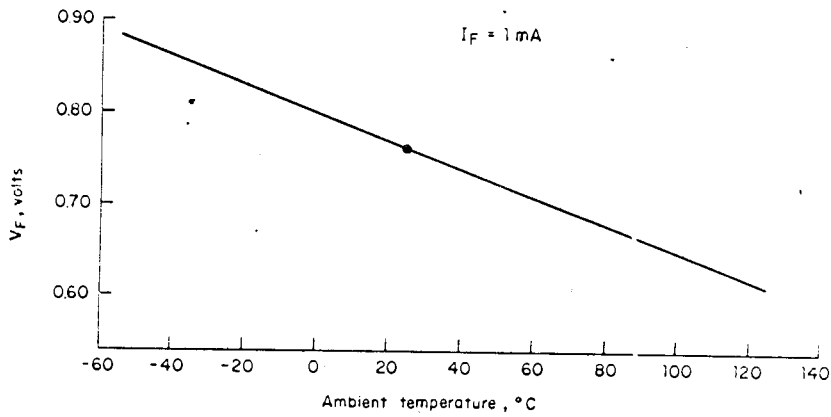
Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Designing with TTL Integrated Circuits McCRAW-HILL COMPANY, New-York, 1971.
2. The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers, Texas Instruments Incorporated USA 1972.
3. KUHN-SCHMIED Integrierte Schaltkreise VEB Verlag Technik, Berlin, 1972.

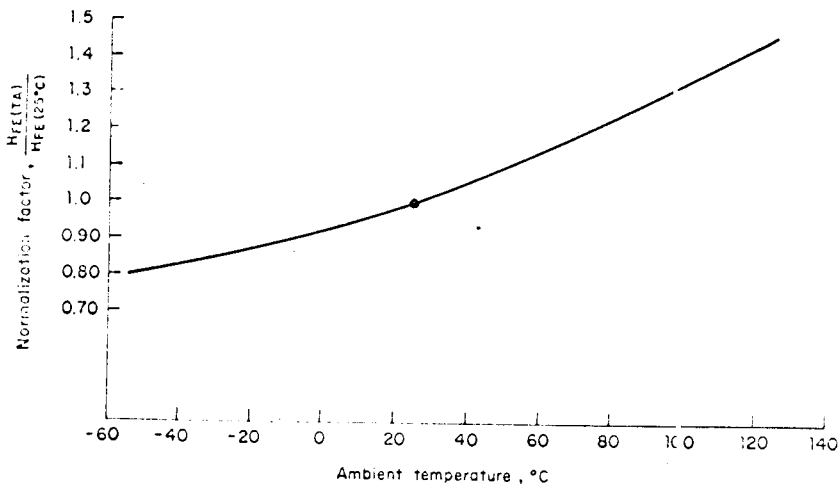
R. Dulski



Proc. I.1.



Proc. I.2.



Proc. I.3.

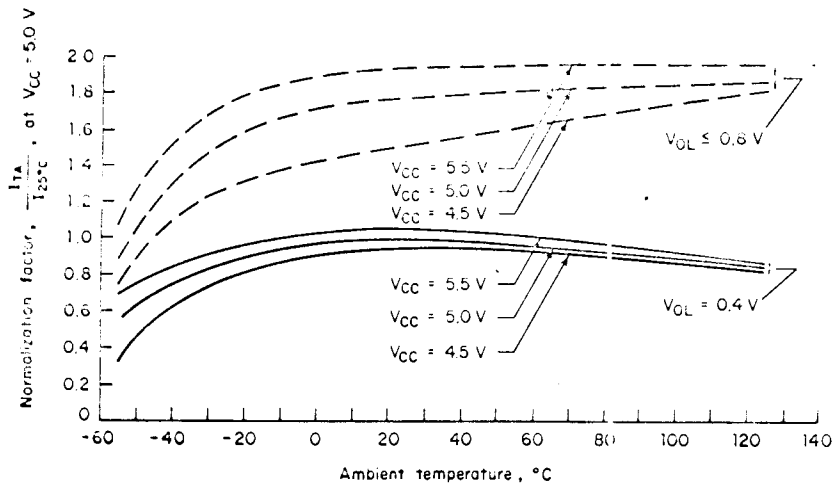


FIG. 2.2.

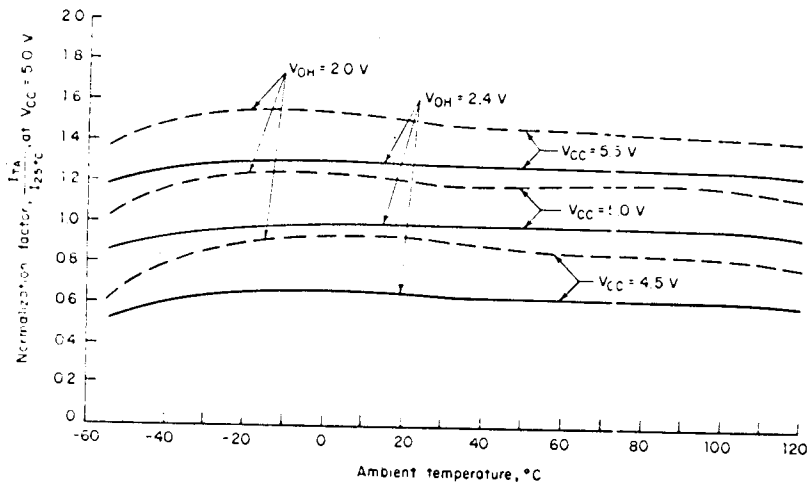


FIG. 2.3.

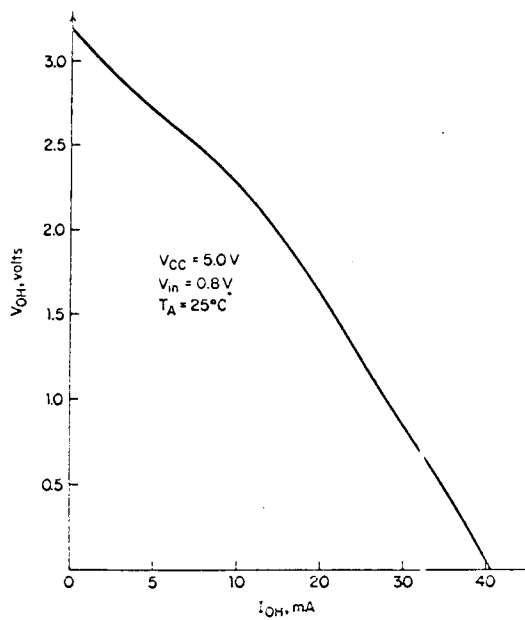


FIG. 2.8.

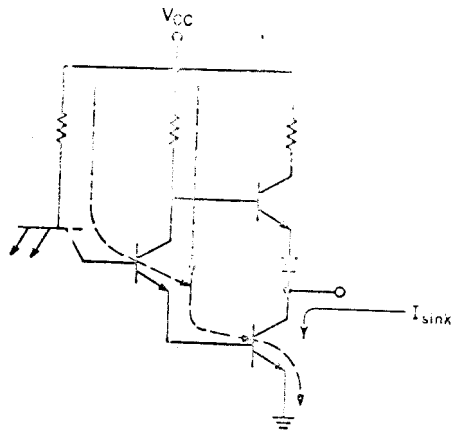
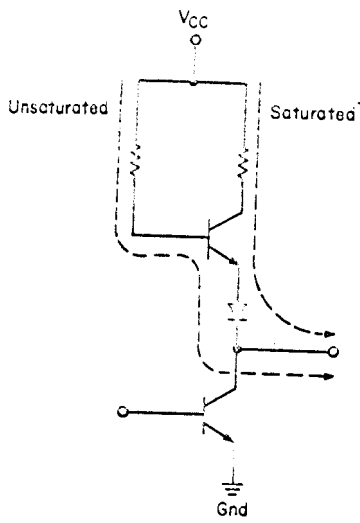


FIG. 2.4.

FIG. 2.5.

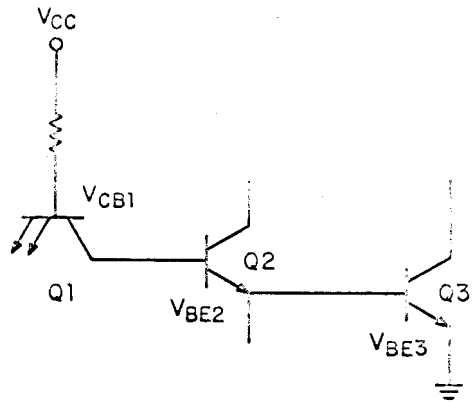
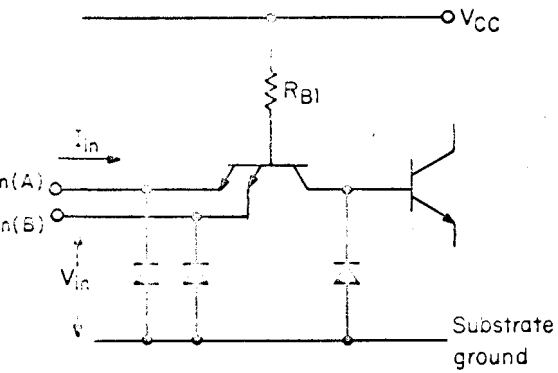


FIG. 2.7.

FIG. 2.9.

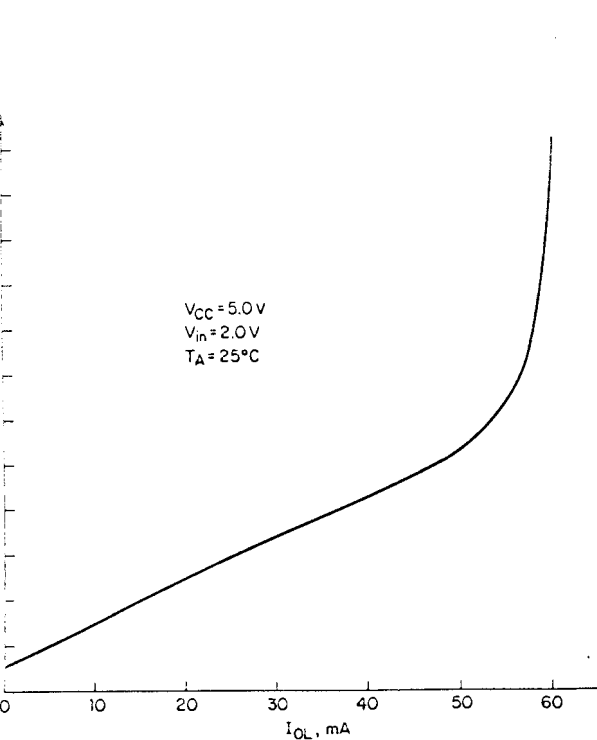


FIG. 4.10. V_{OL} vs. I_{OL} : (a) SN7400.

