

Микросхема ILF3866N

(функциональный аналог – TFF3866 фирмы Megaxess)

Микросхема ILF3866N - микросхема интерфейса абонентской линии (SLIC).

Микросхема ILF3866N предназначена для согласования сигналов абонентской телефонной линии и внутреннего тракта аналоговой или аналого-цифровой автоматической телефонной станции (АТС). Микросхема используется в АТС. В аналого-цифровых АТС микросхему ILF3866N используют в комплекте с микросхемой кофидека IL145567N (IL145567DW), IL145557DW.

Функциональные возможности микросхемы:

- осуществляет питание абонентской линии и телефонного аппарата (ТА);
- осуществляет прием и передачу сигналов в двух направлениях, а также разделение сигналов между двухпроводной абонентской и четырехпроводной станционной линиями;
- обеспечивает согласование импедансов;
- определяет состояние шлейфа (трубка лежит/трубка снята);
- управляет подачей сигнала вызова (через внешнее реле);
- осуществляет тестирование линии по току утечки на землю;
- осуществляет защиту линии от короткого замыкания (тепловая защита);
- имеет цифровой порт для приема команд от микроконтроллера;
- температурный диапазон от минус 40 до плюс 70 С.

Использование микросхемы ILF3866N позволит снизить энергопотребление, габариты и стоимость телефонной станции, повысить качество и надежность телефонной связи.

Конструктивно микросхема выполнена в пластмассовом двадцати двух выводном DIP корпусе MS-010AA.

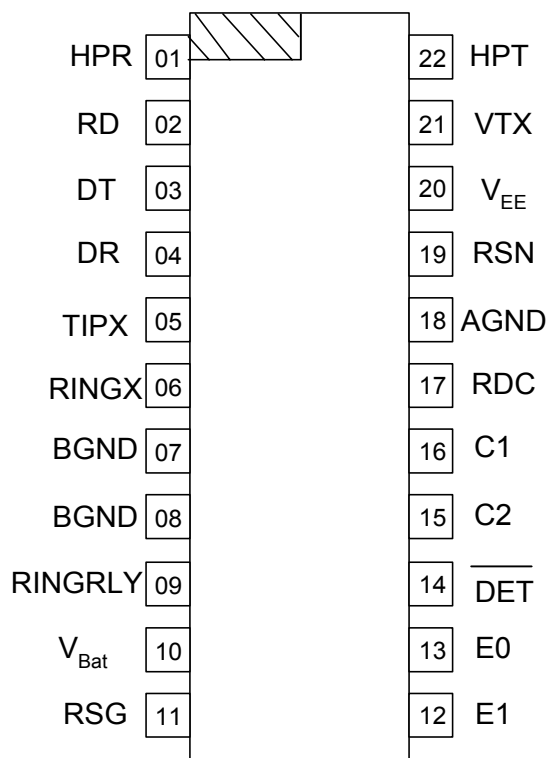


Рисунок 1 – Обозначение выводов в корпусе

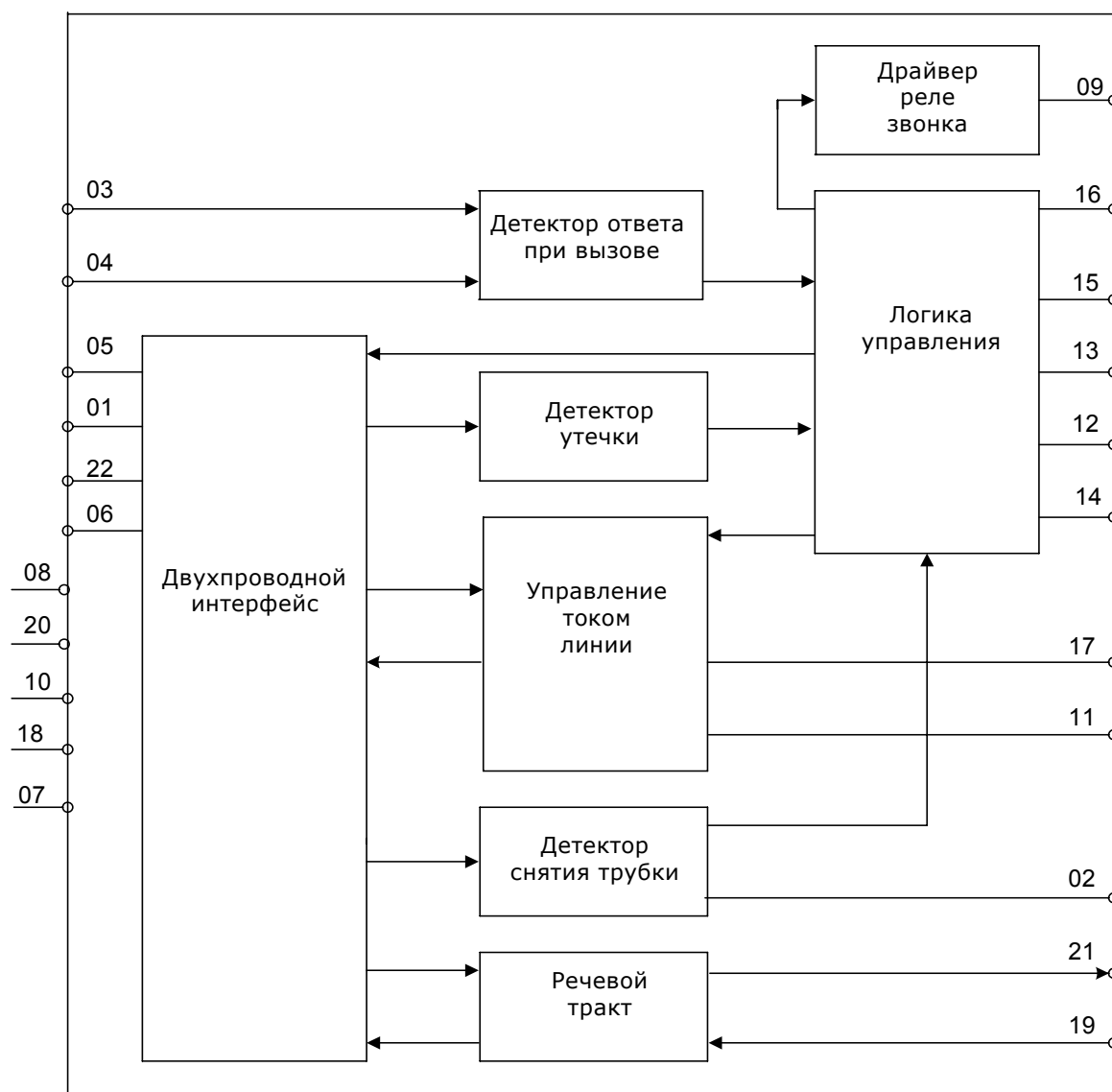


Рисунок 2 – Структурная схема микросхемы

Таблица 1 – Назначение выводов

Номер вывода	Обозначение	Назначение
01	HPR	Первый вывод подключения разделительного конденсатора переменного/постоянного тока C_{HP}
02	RD	Вывод программирующего резистора определения снятия трубки R_D
03	DT	Первый вход компаратора ответа абонента при вызове
04	DR	Второй вход компаратора ответа абонента при вызове
05	TIPX	Первый вход двухпроводного порта
06	RINGX	Второй вход двухпроводного порта
07	BGND	Общий вывод
08	V _{cc}	Вывод питания от источника напряжения 5 В
09	RINGRLY	Выход драйвера реле звонка
10	V _{Bat}	Вывод батарейного напряжения питания от минус 24 до минус 75 В
11	RSG	Вывод программирующего резистора насыщения R_{SG}
12	E1	ТТЛ совместимый вход управления режимами работы
13	E0	ТТЛ совместимый вход управления режимами работы
14	\overline{DET}	Выход детектора
15	C2	ТТЛ совместимый вход управления режимами работы
16	C1	ТТЛ совместимый вход управления режимами работы
17	RDC	Выход источника опорного напряжения (используется для управления током линии)
18	AGND	Общий вывод
19	RSN	Вход четырехпроводного порта
20	V _{EE}	Вывод питания от источника напряжения минус 5 В
21	VTX	Выход четырехпроводного порта
22	HPT	Второй вывод подключения разделительного конденсатора переменного/постоянного тока C_{HP}

Таблица 2 – Предельно-допустимые и предельные режимы

Наименование параметров режима, единица измерения	Буквенное обозначение	Предельно допустимый режим		Предельный режим	
		Норма		Норма	
		не менее	не более	не менее	не более
Напряжение питания постоянного тока, В V_{CC} относительно AGND	V_{CC}	-4.75	5.25	-0.5	7.0
V_{EE} относительно AGND	V_{EE}	-5.25	-4.75	-7.0	0.5
V_{Bat} относительно BGND	V_{Bat}	-75*	-24	-100	V_{EE}
Рассеиваемая мощность, Вт: – при $T = 70\text{ C}$	P_D	-	1.5	-	1.7
– при $T = 85\text{ C}$			1.1		1.5
Разбаланс напряжений вывода AGND относительно вывода BGND, В	V_G	-0.2	0.2	-0.3	0.3
Драйвер реле: - напряжение реле, В	V_{RRly}	V_{Bat}	V_{CC}	V_{Bat}	V_{CC}
- ток реле, мА	I_{RRly}	-25	0	-30	0
Компаратор прерывания вызова: - входное напряжение, В	V_{DT}, V_{DR}	V_{Bat}	0	V_{Bat}	0
- входной ток, мА	I_{DT}, I_{DR}	-4	4	-5	5
Цифровые входы, выходы (C1, C2, E0, E1, DET) - входное напряжение низкого уровня, В	V_{IL}	0	0.8	-0.3	$V_{CC} + 0.3$
- входное напряжение высокого уровня, В	V_{IH}	2.0	V_{CC}	-0.3	$V_{CC} + 0.3$
- выходное напряжение, В	V_O	0	V_{CC}	-0.3	$V_{CC} + 0.3$
- выходной ток, мА	I_O	-	5	-	6
Порт абонентского сигнала: ток по выводу TIPX или RINGX, мА	I_{RT}	-	50	-	70
Температура хранения, C	T_{stg}	-	-	-60	125
Температура кристалла, C	T_j	-	140	-	150

* Минус 75 В в течение не более 30 минут, минус 72 В — постоянно

Таблица 3 – Электрические параметры

Наименование параметра, единица измерения	Обозначение параметра	Режим измерения	Норма		Температура среды, С
			не менее	не более	
Двухпроводной порт (рисунки 3, 4)					
Уровень перегрузки ¹⁾ , %	K_{TRO}	$R_L = 600 \text{ Ом},$ $f = 1 \text{ кГц}, V_{TR} = 2.19 \text{ В}$	-	0.8	25 10
Продольный баланс от двухпроводной к четырехпроводной линии, дБ	V_{LFE}	$f = 1 \text{ кГц}$ $V_{LFE} = 20 \lg E_{LO}/V_{TX}$	55	-	25 10
			46	-	-40; 70
Коэффициент гармоник от двухпроводного к четырехпроводному порту, дБ	K_{G24}	-	-	-54	25 10
			-	-53	-40; 70
Четырехпроводной передающий порт (VTX) (рисунки 5, 6)					
Уровень перегрузки ²⁾ , %	K_{TXO}	Сопротивление нагрузки больше $20 \text{ кОм}, f = 1 \text{ кГц},$ $V_{TX} = 2.19 \text{ В}$	-	0.8	25 10
Четырехпроводный продольный баланс, дБ	V_{FLE}	$f = 1 \text{ кГц}$ $V_{FLE} = 20 \lg V_{RX}/V_{LO},$	50	-	25 10
			45	-	-40; 70
Внутренние потери (рисунок 7)					
Коэффициент передачи от двухпроводной к четырехпроводной линии ^{3), 4)} , дБ	G_{24}	$V_{TR} = 0 \text{ дБм}, f = 1 \text{ кГц},$ $G_{24} = 20 \lg(V_{TX}/V_{TR})$	-0.15	0.15	25 10
			-0.20	0.20	-40; 70
Коэффициент передачи от четырехпроводной к двухпроводной линии ^{3), 4)} , дБ	G_{42}	$V_{RX} = 0 \text{ дБм}, f = 1 \text{ кГц},$ $G_{42} = 20 \lg(V_{TR}/V_{RX})$	-0.15	0.15	25 10
			-0.20	0.20	-40; 70
Коэффициент передачи от четырехпроводной к четырехпроводной линии ^{3), 4)} , дБ	G_{44}	$V_{RX} = 0 \text{ дБм}, f = 1 \text{ кГц},$ $G_{44} = 20 \lg(V_{TX}/V_{RX})$	-0.15	0.15	25 10
			-0.20	0.20	-40; 70
Батарейное питание					
Ток линии в активном режиме, мА	I_{LA}	$I_{LA} = 50 / (R_L + (R_{DC1} + R_{DC2})/50)$ $R_L = 600 \text{ Ом},$ $R_{DC1} = R_{DC2} = 41 \text{ кОм},$ $V_{Bat} = -60 \text{ В}, V_{C1} = V_{IL},$ $V_{C2} = V_{IH}$	27.4	33.6	25 10
			26.0	35.0	-40; 70

Продолжение таблицы 3

Наименование параметра, единица измерения	Обозначение параметра	Режим измерения	Норма		Температура среды, С
			не менее	не более	
Ток линии в режиме ожидания, мА	I_{LS}	$I_{LS}=(V_{Bat}-3)/(R_L+1800 \text{ Ом})$ $V_{C1} = V_{IH}, V_{C2} = V_{IL}$ $V_{Bat} = -60 \text{ В},$ $R_L = 600 \text{ Ом}$	19.9	27.6	25 10
			17.6	29.6	-40; 70
Детектор тока линии					
Пороговый ток включения детектора тока линии, мА	I_{LThOn}	$R_D = 48.7 \text{ кОм}$ Между входами TIPX и RINGX включается генератор постоянного тока I_L	8.25	10.7	25 10
			7.5	11.5	-40; 70
Пороговый ток выключения детектора тока линии, мА	I_{LThOff}	$R_D = 48.7 \text{ кОм}$	7.2	9.4	25 10
			6.5	10.2	-40; 70
Детектор утечки на землю					
Ток включения детектора утечки на землю, мА	I_{LOn}	Генератор постоянного тока включен между землей и входами TIPX или RINGX	9.0	16.0	25 10
			8.0	17.0	-40; 70
Ток выключения детектора утечки на землю, мА,	I_{LOff}	-	4.0	11.0	25 10
			3.0	12.0	-40; 70
Гистерезис тока детектора утечки на землю, мА	I_{LGK}	$I_{LOn} - I_{LOff}$	3.0	8.0	25 10
			0	9.0	-40; 70
Детектор ответа абонента при вызове					
Напряжение смещения, мВ	V_{DTR}	-	-20.0	20.0	25 10
			-30.0	30.0	-40; 70
Драйвер вызывного реле					
Напряжение насыщения, В	V_{ON}	$I_{OL} = -25 \text{ мА}$ $V_{CC} = 5.0 \text{ В}$	3.2	5.0	25 10
			3.0	5.0	-40; 70
Ток утечки в состоянии «Выключено», мкА	I_{LK}	$V_{LK} = -12 \text{ В}$	-	-20.0	25 10
			-	-50.0	-40; 70
Выход детектора (DET)					
Выходное напряжение высокого уровня, В	V_{OH}	$I_{OH} = -100 \text{ мкА}$	2.7	-	25 10
			2.6	-	-40; 70
Выходное напряжение низкого уровня, В	V_{OL}	$I_{OL} = 1.6 \text{ мА}$	-	0.45	25 10
			-	0.50	-40; 70
Ток потребления ($V_{CC} = 5.25 \text{ В}, V_{EE} = -5.25 \text{ В}, V_{Bat} = -63 \text{ В}, R_L =$)					
Ток потребления по выводу V_{CC} , мА	$I_{CC \text{ OO}}$	Режим «Выключено», $V_{C1} = V_{C2} = V_{IL}$	-	1.5	25 10
			-	2.0	-40; 70
Ток потребления по выводу V_{EE} , мА	$I_{EE \text{ OO}}$		-	-0.8	25 10
			-	-1.0	-40; 70

Продолжение таблицы 3

Наименование параметра, единица измерения	Обозначение параметра	Режим измерения	Норма		Температура среды, С
			не менее	не более	
Ток потребления по выводу V_{Bat} , мА	$I_{Bat\ oo}$	-	-	-0.5	25 10
				-0.7	-40; 70
Ток потребления по выводу V_{cc} , мА	$I_{cc\ 10}$	Режим ожидания, $V_{C1} = V_{IH}$, $V_{C2} = V_{IL}$	-	1.7	25 10
				2.2	-40; 70
Ток потребления по выводу V_{EE} , мА	$I_{EE\ 10}$		-	-0.8	25 10
				-1.0	-40; 70
Ток потребления по выводу V_{Bat} , мА	$I_{Bat\ 10}$		-	-0.7	25 10
				-1.0	-40; 70
Ток потребления по выводу V_{cc} , мА	$I_{cc\ 01}$	Активный режим ($R_L = \quad$), $V_{C1} = V_{IL}$, $V_{C2} = V_{IH}$	-	5.5	25 10
				7.0	-40; 70
Ток потребления по выводу V_{EE} , мА	$I_{EE\ 01}$	-	-	-2.2	25 10
				-3.0	-40; 70
Ток потребления по выводу V_{Bat} , мА	$I_{Bat\ 01}$	-	-	-4.2	25 10
				-5.0	-40; 70
Шум молчащего канала					
Шум молчащего канала по четырехпроводному порту ⁵⁾ , дБмП	N_{24}	Псофометрический	-	-78	25 10, -40; 70
Шум молчащего канала по двухпроводному порту ⁵⁾ , дБмП	N_{42}			-78	25 10, -40; 70
Входной ток низкого уровня, мкА, по выводам C1, C2 по выводу E1	I_{IL}	-	-	-300	25 10
				-400	-40; 70
				-70	25 10
Входной ток высокого уровня, мкА	I_{IH}	-	-	30.0	25 10
				40.0	-40; 70
Примечания					
1 Режим измерения электрических параметров: $V_{cc} = 5\text{ В } \pm 5\%$, $V_{EE} = -5\text{ В } \pm 5\%$, $V_{Bat} = -60\text{ В}$, AGND = BGND.					
2 E_{LO} – входное синфазное напряжение двухпроводной линии; V_{C1} – напряжение на входе C1; V_{C2} – напряжение на входе C2; V_{LK} – напряжение на выводе RINGRLY при измерении тока утечки; V_{LO} – выходное синфазное напряжение двухпроводной линии; V_{RX} – входное напряжение четырехпроводного порта;					

Продолжение таблицы 3

V_{TR} – дифференциальное напряжение двухпроводного порта (вывода TPX относительно вывода RINGX);

V_{TX} – выходное напряжение четырехпроводного порта (вывод VTX относительно вывода AGND);

R_L – активное сопротивление нагрузки;

R_D – сопротивление, включаемое между выводами V_{EE} и RD (программирует детектор тока линии);

R_{DC1} , R_{DC2} – токозадающие резисторы;

I_L – ток нагрузки;

$V(\text{дБм})$ – величина напряжения, дБм, определяемая по формуле

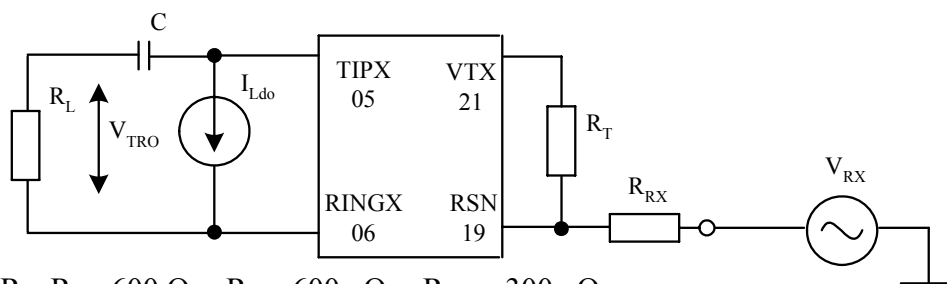
$$V(\text{дБм}) = 20 \lg V(\text{В}) / 0.775, \quad (1)$$

где $V(\text{В})$ – напряжение, В;

дБмП – псофометрически взвешенное напряжение в дБм.

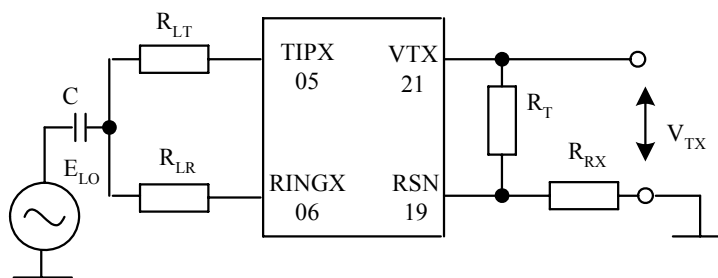
-
- 1) Уровень перегрузки определяется на двухпроводном порте с источником сигнала на четырехпроводном принимающем порте.
 - 2) Уровень перегрузки определяется на четырехпроводном передающем порте с источником сигнала на двухпроводном порте. Коэффициент усиления от двухпроводного порта к четырехпроводному передающему порту равен $G_{24} = 1$, $V_{RX} = 0$.
 - 3) Защитные резисторы R_F влияют на вносимые потери (указаны вносимые потери для $R_F = 0$.)
 - 4) Указанный допуск по вносимым потерям не включает в себя ошибки, вызванные внешними компонентами.
 - 5) Двухпроводной шум молчащего канала определяется при нагрузке порта $R_L = 600$ Ом и при заземленном четырехпроводном порте.

Шум молчащего четырехпроводного канала на VTX определяется при подключенных нагрузках в 600 Ом к двухпроводному порту и к выходу VTX четырехпроводного порта. Четырехпроводный принимающий порт заземляется ($V_{RX} = 0$)



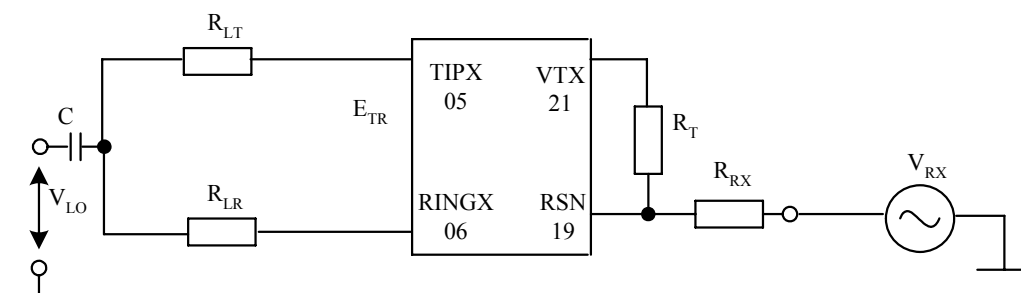
1/ C $R_L, R_L = 600 \text{ Ом}, R_T = 600 \text{ кОм}, R_{RX} = 300 \text{ кОм}$

Рисунок 3 – Уровень перегрузки K_{TRO} на двухпроводном порте



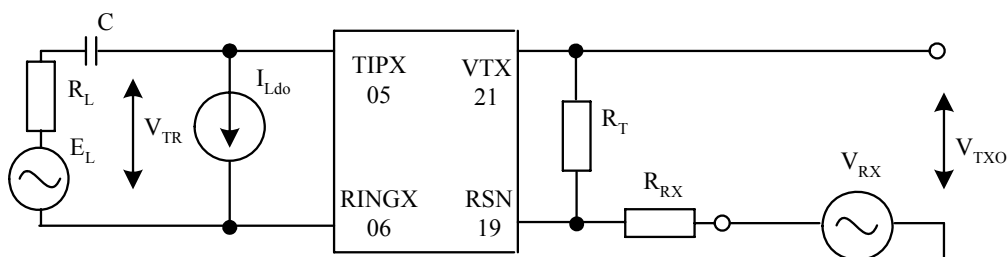
1/ C $150 \text{ Ом}, R_{LT} = R_{LR} = 300 \text{ Ом}, R_T = 600 \text{ кОм}, R_X = 300 \text{ кОм}$

Рисунок 4 – Баланс V_{LFE} .



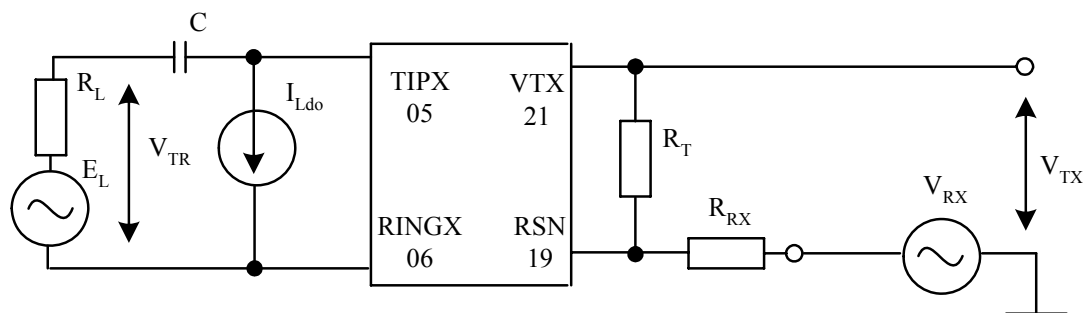
1/ C $150 \text{ Ом}, R_{LR} = R_{LT} = 300 \text{ Ом}, R_T = 600 \text{ кОм}, R_{LX} = 300 \text{ кОм}$

Рисунок 5 – Баланс V_{FLE}



1/ C $R_L, R_L = 600 \text{ Ом}, R_T = 600 \text{ кОм}, R_X = 300 \text{ кОм}, E_{RX} = 0$

Рисунок 6 – Уровень перегрузки K_{TXO}



1/ · C $R_L, R_L = 600 \text{ Ом}, R_T = 600 \text{ кОм}, R_{RX} = 300 \text{ кОм}$

Рисунок 7 – Коэффициент передачи

Функциональное описание микросхемы

Передача

Общие сведения

Упрощенная модель схем передачи по переменному току показана на рисунке 8. Анализ схемы дает следующие выражения:

$$V_{TR} = V_{TX} + I_L \cdot 2R_F, \quad (2)$$

$$\frac{V_{TR}}{Z_T} + \frac{V_{RX}}{Z_{RX}} = \frac{I_L}{1000}, \quad (3)$$

$$V_{TR} = E_L - I_L \cdot Z_L, \quad (4)$$

где V_{TR} – переменное дифференциальное напряжение между TIPX и RINGX, В;

V_{TX} – напряжение на выводе VTX, В;

I_L – переменный ток нагрузки, А;

R_F – предохранительный резистор, Ом;

Z_T – устанавливает импеданс микросхемы на двухпроводном порту, Ом;

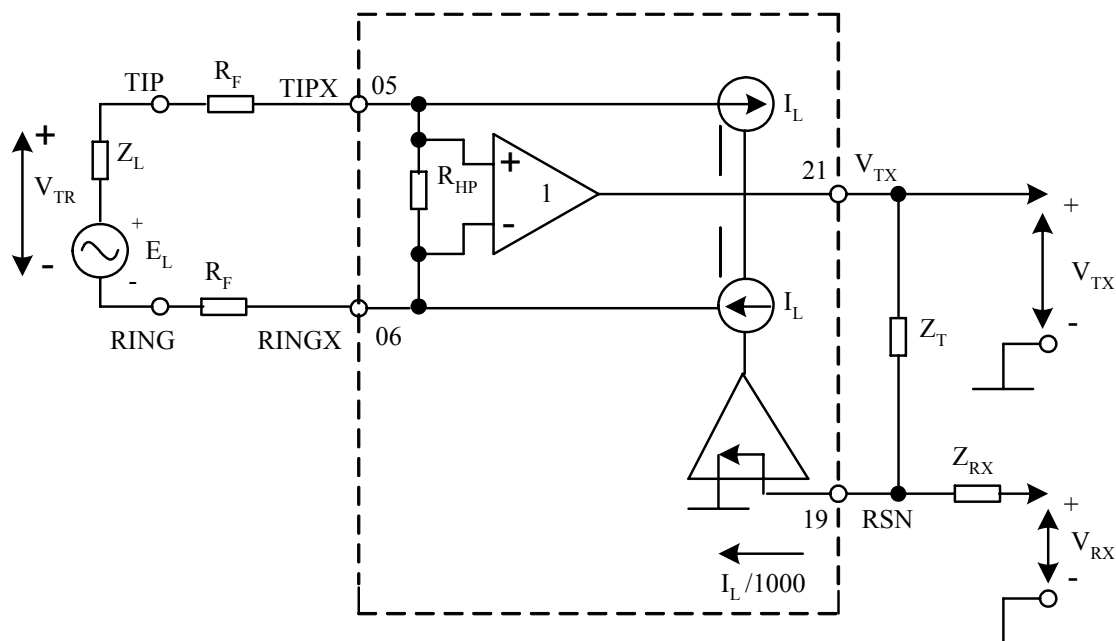
V_{RX} – входное напряжение на выводе RSN относительно аналоговой земли, В;

Z_{RX} – устанавливает усиление от четырехпроводного к двухпроводному порту, Ом;

E_L – дифференциальное напряжение холостого хода ($R_L = \infty$), В;

Z_L – импеданс линии, Ом.

Продольное напряжение (ток) – это синфазное напряжение (ток) на выводах TIPX и RINGX относительно общего вывода.



Рисунки 8 – Речевои тракт

Двухпроводный импеданс

Для вычисления импеданса Z_{TR} микросхемы с предохранительными резисторами R_F на двухпроводной линии, предположим $V_{RX} = 0$. Тогда из формул (2) и (3)

$$Z_{TR} = Z_T / 1000 + 2R_F. \quad (5)$$

Тогда при известных Z_{TR} и R_F

$$Z_T = 1000 \cdot (Z_{TR} - 2R_F). \quad (6)$$

Пример -

Рассчитаем Z_T , необходимый для получения $Z_{TR} = 900$ Ом, включенный последовательно с конденсатором 2.16 мкФ. $R_F = 40$ Ом

$$Z_T = 1000 \cdot \left(900 + \frac{1}{j\omega \cdot 2.16 \cdot 10^{-6}} - 2 \cdot 40 \right),$$

что дает $Z_T = 820$ кОм последовательно с конденсатором 2.16 мкФ.

Необходимо включать высокоомный резистор параллельно конденсатору. Это дает цепь обратной связи по постоянному току для низкой частоты, что обеспечивает стабильность и снижает шум.

Усиление от двухпроводного к четырехпроводному порту

Из формул (2) и (3) при $V_{RX} = 0$ рассчитаем коэффициент усиления от двухпроводного к четырехпроводному порту G_{24}

$$G_{24} = \frac{V_{TX}}{V_{TR}} = \frac{Z_L}{Z_T / 1000 + 2R_F}. \quad (7)$$

Усиление от четырехпроводного к двухпроводному порту

Из формул (2), (3) и (4) при $E_L = 0$ рассчитаем коэффициент усиления от четырехпроводного к двухпроводному порту G_{42}



$$G_{42} = \frac{V_{TR}}{V_{TX}} = \frac{Z_T}{Z_{RX}} \cdot \frac{Z_L}{Z_T / 1000 + 2R_F + Z_L}. \quad (8)$$

Для применений, где $Z_T / 1000 + 2R_F$ выбирается равным Z_L , выражение для G_{24} упрощается

$$G_{42} = -\frac{Z_T}{Z_{RX}} \cdot \frac{1}{2}. \quad (9)$$

Усиление от четырехпроводного к четырехпроводному порту

Из формул (2), (3) и (4) при $E_L = 0$ рассчитаем коэффициент усиления от четырехпроводного к четырехпроводному порту G_{44}

$$G_{44} = \frac{V_{TX}}{V_{TR}} = \frac{Z_T}{Z_{RX}} \cdot \frac{Z_L + 2R_F}{Z_T / 1000 + 2R_F + Z_L}. \quad (10)$$

Гибридная функция (местный эффект или подавление эхо-сигнала)

Микросхема ILF3866N формирует особенно гибкий и компактный интерфейс линии, когда используется с программируемыми кодек-фильтрами. Программируемый кодек-фильтр позволяет системному контроллеру подбирать гибридный баланс для согласования различных импедансов линии без изменения схемы. В дополнение к этому могут регулироваться коэффициенты усиления при передаче и приеме. Гибридная функция может также быть реализована с использованием незадействованного усилителя в комбинациях с обычным кодек-фильтром (рисунок 9). Через импеданс Z_B ток, пропорциональный V_{RX} , инжестируется в суммирующий узел. Из выражения (11) для коэффициента усиления G_{44} , пропорциональное V_{RX} напряжение возвращается на V_{TX} . Это напряжение преобразовывается с помощью резистора R_{TX} в ток, текущий в тот же суммирующий узел. Эти токи могут быть подавлены, полагая

$$\frac{V_{TX}}{V_{RX}} + \frac{V_{RX}}{Z_B} = 0 \quad (E_L = 0). \quad (11)$$

Коэффициент усиления G_{44} включает требуемый фазовый сдвиг и таким образом балансная цепь Z_B может быть вычислена по формуле

$$Z_B = -R_{TX} \cdot \frac{V_{RX}}{V_{TX}} = R_{TX} \cdot \frac{Z_{RX}}{Z_T} \cdot \frac{Z_T / 1000 + 2R_F + Z_L}{2R_F + Z_L}. \quad (12)$$

Например: расчет резистора R_B для сопряжения линии по схеме применения микросхемы, приведенной на рисунке 14

$$R_B = 20 \cdot 10^3 \cdot \frac{261 \cdot 10^3}{523 \cdot 10^3} \cdot \frac{523 \cdot 10^3 / 1000 + 2 \cdot 40 + 600}{600 + 2 \cdot 40} = 17.66 \text{ кОм}$$

(т.е. стандартный номинал 17.8 кОм $\pm 1\%$).

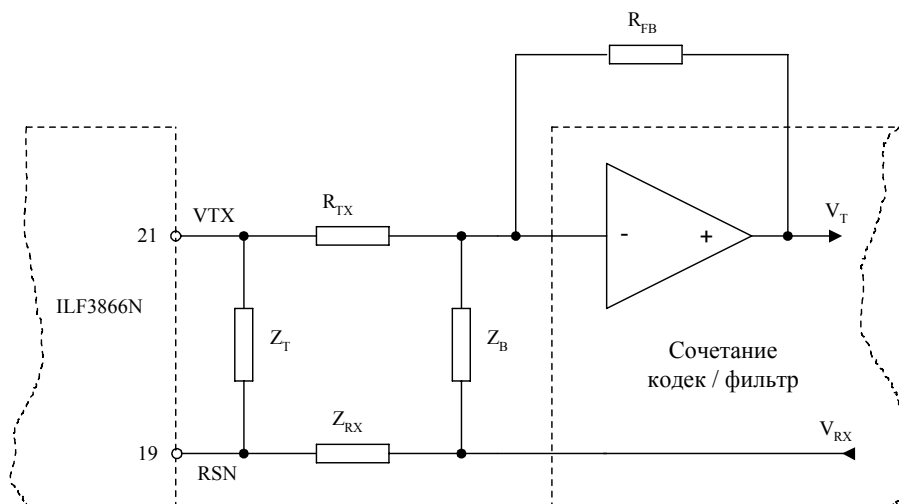


Рисунок 9 – Гибридная цепь (противоместный эффект)

Продольный импеданс

Петля обратной связи нейтрализует продольные напряжения на двухпроводном порте посредством инжектирования продольных токов в противоположной фазе. Таким образом, терминалы TIPX и RINGX будут испытывать очень малые отклонения продольного напряжения, оставляя дифференциальные напряжения с достаточным запасом в пределах обычного диапазона рабочих напряжений микросхемы. Это достигается сравнением двухпроводного продольного напряжения с внутренним опорным напряжением V_{LoRef} , рассчитываемым по формуле

$$V_{LoRef} = \frac{V_{Bat}}{2} = \frac{V_T + V_R}{2}, \quad (13)$$

где V_T и V_R являются напряжениями TIPX и RINGX по отношению к земле.

Как показано ниже, продольное сопротивление составляет 20 Ом на провод. Следует отметить, что продольные токи могут превосходить постоянный ток петли, не влияя на передачу голосовой частоты (рисунок 10).

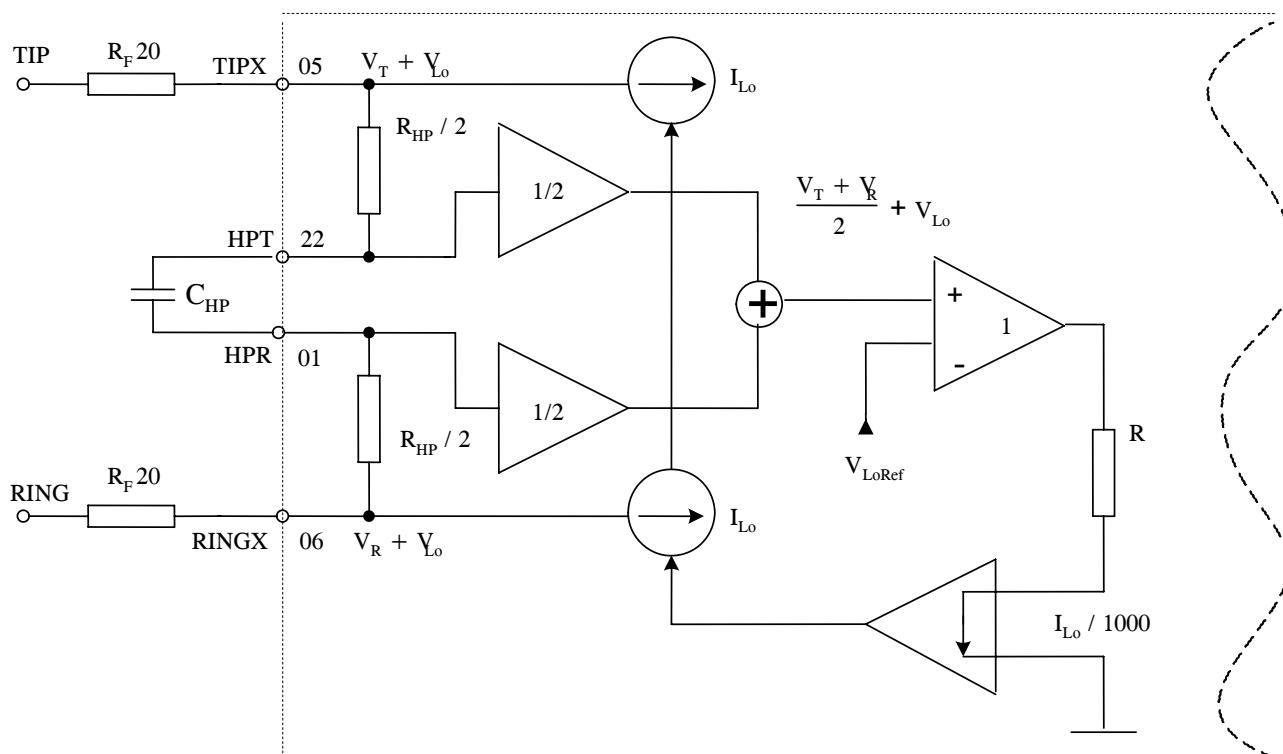


Рисунок 10 – Продольный импеданс

Из анализа схемы следует соотношение

$$\frac{V_{L_o}}{R_{L_o}} = \frac{I_{L_o}}{1000}. \quad (14)$$

Выражение упрощается до

$$R_{L_oT} = R_{L_oR} = V_{L_o}/I_{L_o} = 20 \text{ кОм}/1000 = 20 \text{ Ом}, \quad (15)$$

где $R_{L_o} = 20 \text{ кОм}$;
 $R_{L_oT} = R_{L_oR}$ - продольное сопротивление/провод, Ом;
 V_{L_o} - продольное напряжение на TIPX, RINGX, В;
 I_{L_o} - продольный ток, А.

Конденсаторы C_{TC} и C_{RC}

Конденсаторы, обозначенные C_{TC} и C_{RC} на схеме применения микросхемы, приведенной ниже, подключенные между TIPX и землей и также между RINGX и землей, рекомендуются как дополнение к схеме защиты от избыточного напряжения. Быстрые переключения входных напряжений на TIPX и RINGX, могут проходить через схему защиты от избыточного напряжения до того, как она успеет сработать, и могут разрушить микросхему. C_{TC} и C_{RC} закорачивают такие быстрые переключения на землю. Рекомендуемые значения для C_{TC} и C_{RC} составляют 2200 пФ. Могут быть использованы более высокие значения, но следует соблюдать осторожность, чтобы не ухудшить продольный баланс или возвратные потери. C_{TC} и C_{RC} вносят

дифференциальный импеданс $Z_{\text{дифф}}$

$$Z_{\text{дифф}} = 1/(\omega \cdot f \cdot C_{RC}) - 1/(\omega \cdot f \cdot C_{TC}), \quad (16)$$

импеданс TIPX на землю Z_{TIPX}

$$Z_{\text{TIPX}} = 1/(2 \cdot \omega \cdot f \cdot C_{TC}), \quad (17)$$

а также импеданс RINGX на землю Z_{RINGS}

$$Z_{\text{RINGS}} = 1/(2 \cdot \omega \cdot f \cdot C_{RC}). \quad (18)$$

Конденсатор разделения переменного/постоянного тока C_{HP}

Конденсатор фильтра верхних частот подключается между выводами 01 и 22, обеспечивая разделение между схемами, воспринимающими сигналы TIPX, RINGX по постоянному току, и схемами, обрабатывающими сигналы по переменному току. Значение $C_{HP} = 10$ нФ определяет граничную частоту на уровне 50 Гц (f_{3dB}) согласно выражению

$$f_{3dB} = 1/(2 \cdot \pi \cdot R_{HP} \cdot C_{HP}), \quad (19)$$

где $R_{HP} = 330$ кОм.

Батарейное питание в активном режиме ($C1=0$, $C2 = 1$)

Микросхема обеспечивает постоянный ток линии, если напряжение на нагрузке (между выводами TIPX и RINGX) меньше 43 В, т.е. для коротких линий, и уменьшает ток линии при больших напряжениях между выводами TIPX и RINGX (для длинных линий) – для защиты от насыщения выходных драйверов. Как только постоянное напряжение V_{TR} между выводами TIPX и RINGX становится меньше напряжения защиты от насыщения $V_{SG Ref}$, установленного резистором R_{SC} , постоянный ток линии I_{Ldc} определяется как

$$I_{Ldc} = 1000 \cdot 2.5/(R_{DC1} + R_{DC2}). \quad (20)$$

При этом ток линии (шлейфа) не зависит от сопротивления нагрузки. С помощью резисторов R_{DC1} и R_{DC2} можно обеспечить требуемый ток (рисунок 11). Как только напряжение V_{TRX} становится больше $V_{SG Ref}$, схема переходит в режим постоянного напряжения.

Напряжение V_{RDC} на выводе RDC начинает уменьшаться при напряжении $V_{TR} = 40$ В, уменьшая ток I_{Ldc} . Для устранения влияния сигнала звуковой частоты на цепь питания, рекомендуется включать конденсатор C_{DC} от общей точки R_{DC1} и R_{DC2} на землю. Значение C_{DC} определяется по формуле

$$C_{DC} = T_{DC} (1/R_{DC1} + 1/R_{DC2}), \quad (21)$$

где T_{DC} – постоянная времени величиной порядка 30 мс.

Для разорванного шлейфа цепь ограничения насыщения ограничивает напряжение $V_{TR} = 43$ В. Для нормальной работы необходимо, чтобы

$$V_{TR max} = V_{Bat} - V_{margin}, \quad (22)$$

где $V_{margin} = 8$ В – необходимый запас по напряжению для передачи сигнала без искажений.

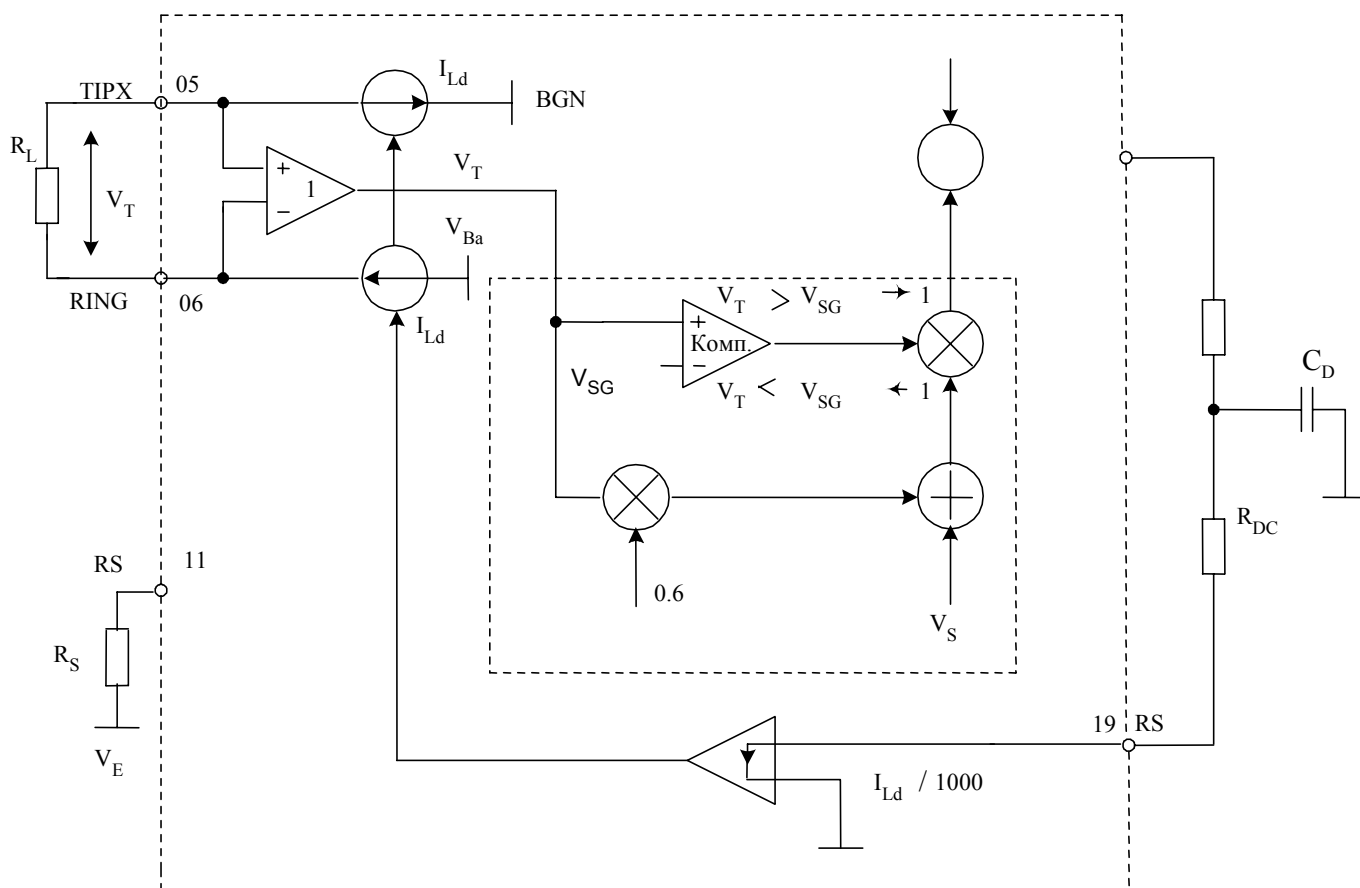


Рисунок 11 – Батарейное питание

Резистор R_{SG} рассчитывается для максимального сопротивления шлейфа $R_{L\max}$

$$R_{SG} = 5 \cdot 10^5 / ((V_{Bat\min} - V_{margin}) (1 + (R_{DC1} + R_{DC2}) / 600 \cdot R_{L\max}) - 43), \quad (23)$$

где $V_{Bat\min}$ – минимальное напряжение батареи.

Для случая разорванного шлейфа ($R_L = \infty$)

$$R_{SG} = 5 \cdot 10^5 / (V_{Bat\min} - V_{margin} - 43). \quad (24)$$

Для некоторых применений, если максимальная величина речевого сигнала V_{TRO} меньше, чем 3.1 В (пиковое), значение V_{margin} может быть уменьшено.

Таким образом, при напряжении между выводами TIPX и RINGX меньше 43 В допускается оставлять вывод R_{SG} в обрыве. При напряжении между выводами TIPX и RINGX более 43 В рекомендуется использовать внешний резистор R_{SG} , рассчитанный по (23).

Батарейное питание в состоянии «Выключено» ($C1=0, C2=0$) и в состоянии ожидания ($C1=1, C2=0$)

В состояниях "Выключено" и "Ожидание" выходные драйверы отключены. TIPX подключен к земле, RINGX подключен к V_{Bat} через внутренние сопротивления по 900 Ом. Ток шлейфа рассчитывается по формуле

$$I_L = (V_{Bat} - 3) / (R_L + 1800 \text{ Ом}). \quad (25)$$