

Интерфейсная схема абонентской линии ILF3866N (Схема сопряжения)

ILF3866N

Схема сопряжения с абонентской линией (SLIC) ILF3866N является биполярной схемой по 90 В технологии, которая заменяет обычную трансформаторную схему сопряжения аналоговой линии абонентских АТС и в другом телекоммуникационном оборудовании и обладает современной компактной монолитной конструкцией. При этом не только снижается занимаемая АТС площадь, но и уменьшается вес и габариты компонентов. ILF3866N оптимизирована по экономичности и требует минимум внешних компонентов.

ILF3866N программируется внешним резистором и может работать с пониженным напряжениями батарейного питания до 21 В для снижения рассеиваемой мощности линейной платы.

SLIC включает в себя детекторы тока линии, утечки на землю, ответа абонента, а также драйвер реле звонка.

SLIC осуществляет преобразование речевого сигнала (Vf) два-провода-на-четыре четыре-провода-на-два совместно с либо обычным CODEC/фильтром, либо с программируемым CODEC/фильтром (например, SLAC, SiCoFi, Combo II). Программируемый согласующий импеданс линии может быть комплексным или реальным.

Напряжение линии поддерживается петлей обратной связи в SLIC.

ILF3866N имеет внешний программируемый резистор защиты насыщения.

Для ILF3866N используется 22-выводной двухрядный корпус DIP-22.

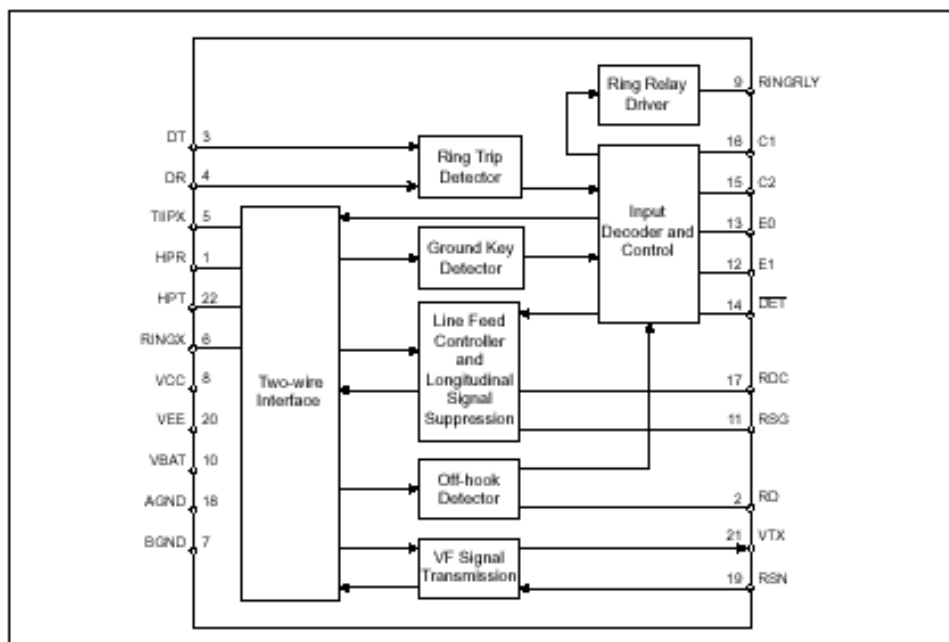
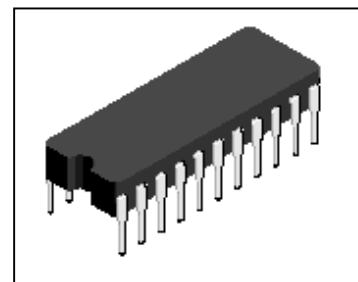


Рисунок 1. Блок диаграмма

Предельные режимы

Параметр	Обозначение	Значение		Ед. изм.
		min	max	
Напряжение питания постоянного тока				
V _{CC} относительно AGND	V _{CC}	- 0,5	7	В
V _{EE} относительно AGND	V _{EE}	- 7	0,5	В
V _{Bat} относительно BGND	V _{Bat}	- 72	V _{EE} + 0,6	В
Цифровые входы, выходы (C1, C2, E0, E1, DET)				
входное напряжение	V _{ID}		V _{CC}	В
выходное напряжение (DET запрещен)	V _{OD}	0	V _{CC}	В
Температура хранения	T _{CTG}	- 60	+ 150	°C
Рабочая температура кристалла	T	0	+ 140	°C

Электрические параметры

T = +25°C, V_{CC} = + 5В ±5%, V_{EE} = - 5В ±5%, V_{Bat} = - 60 В, AGND = BGND, R_{SG} = 20 кОм, R_{DC1} = R_{DC2} = 41 кОм, Z_L = 600 Ом, C_{HP} = 10 нФ, C_{DC} = 1.5 мкФ

Параметр	Режим	Значение		Един изм.
		min	max	
Двухпроводной порт				
Продольный баланс от двухпроводной к четырехпроводной линии, B_{LFE} (Рассогласование входных сопротивлений измеряемое как отношение входного напряжения генератора к напряжению рассогласования на выводе VTX, т.е. подавление синфазного сигнала)	$0.2\text{ кГц} < f < 3.4\text{ кГц}$ $B_{LFE} = 20\lg E_{LO}/V_{TX}$	55		дБ
Четырехпроводный продольный баланс, B_{FLE} (Рассогласование входных сопротивлений по выводам RSN, VTX измеряемое как отношение входного напряжения генератора к напряжению рассогласования на симметричной нагрузке)	$0.2\text{ кГц} < f < 4.0\text{ кГц}$ $B_{FLE} = 20\log E_{RX}/V_{LO}$ E_{TR} подключен к питанию	50		дБ
Внутренние потери				
Коэффициент передачи от четырехпроводной к двухпроводной линии, G_{42}	$0\text{дБм}, 1\text{ кГц},$ $E_G=0\text{В}, RF=0,$ $G_{42}=20\text{Log } V_{TR}/E_{RX}$	- 0.15	0.15	дБ
Коэффициент передачи от четырехпроводной к четырехпроводной линии, G_{44} ($G_{44}=20\text{ Log } V_{TX}/E_{RX}$)	$RF=0$ $0\text{дБм},$ $1\text{ кГц}, E_L=0\text{В}$	- 0.15	0.15	дБ
Батарейное питание				
Диапазон изменения тока в линии в режиме ожидания, I_L ($C1=C2=1$)	$I_L = (V_{Bat}-3)/(R_L+1800)$	19.9	23.2	мА
Детектор тока линии				
Пороговый ток срабатывания детектора, I_{LThon} (Между TIP и RING включается генератор постоянного тока I_{ldc})	$R_D=48.7\text{ кОм}$	8.25	10.7	мА
Пороговый ток выключения детектора, I_{LThoff}		7.20	9.40	мА
Детектор утечки на землю				



Параметр	Режим	Значение		Един. изм.
		min	max	
Дифференциальный ток включения детектора, ΔI_{LOn} (генератор постоянного тока включен между землей и TIP или RING)		9.0	16	мА
Дифференциальный ток выключения детектора, ΔI_{LOff}		4.0	11.0	мА
Гистерезис, ∂I_{LGK}	$ \Delta I_{LOn} - \Delta I_{LOff} $	3	8	мА
Детектор ответа абонента при вызове				
Напряжение смещения, ΔV_{DTR} ,	сопротивление источника $R_S=0$ Ом	- 20	20	мВ
Драйвер вызывного реле				
Напряжение насыщения, V_{OL}	$I_{OL}=25$ мА	3.2	5	В
Ток утечки закрытого состояния, I_{lk}	$V_{OH}=-60$ В	-100		мкА
Цифровые входы				
Входное напряжение низкого уровня, V_{IL}		0	0.8	В
Входное напряжение высокого уровня, V_{IH}		2.0	V_{cc}	В
Входной ток низкого уровня, I_{IL} C1, C2 E1	$V_{IL}=0.4$ В			
		- 400		мкА
		- 100		мкА
Входной ток высокого уровня, I_{IH}	$V_{IH}=2,4$ В		40	мкА
Выход детектора (DET)				
Выходное напряжение низкого уровня, V_{OL}	$I_{OL}=1.6$ мА		0.45	В
Выходное напряжение высокого уровня, V_{OH}	$I_{OH}=100$ мкА	2.7		В
Время задержки от E0 до DET из высокого в низкое состояние, t_{DHL} из низкого состояния в высокое, t_{DHL}				
			1	мкс
			2	мкс
Ток потребления $V_{CC}=5.25$, $V_{bb}=-5.25$, $V_{bat}=-63$ В				
I_{cc} I_{EE} I_{bat}	открытое состояние C1, C2 =0 трубка лежит	-0.8 -0.5	1.5	мА
I_{cc} I_{EE} I_{bat}	режим ожидания C1=1, C2 =0 трубка лежит	-0.8 -0.7	1.7	мА
I_{cc} I_{EE} I_{bat}	активный режим C1=0, C2=1 трубка лежит,	-2.2 -4.2	5.5	мА
Шум молчащего канала				
	Псофометрический		- 80	дБмП



Figure 2. Overload level, V_{TRO} two-wire port.

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_L, R_L = 600 \Omega$$

$$R_T = 600 \text{ k}\Omega, R_{RX} = 300 \text{ k}\Omega$$

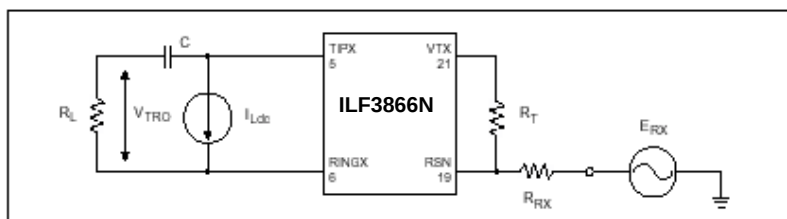


Figure 3. B_{LME} B_{LFE}

$$\frac{1}{\omega C} \ll 150 \Omega, R_{LR} = R_{LT} = 300 \Omega$$

$$R_T = 600 \text{ k}\Omega, R_{RX} = 300 \text{ k}\Omega$$

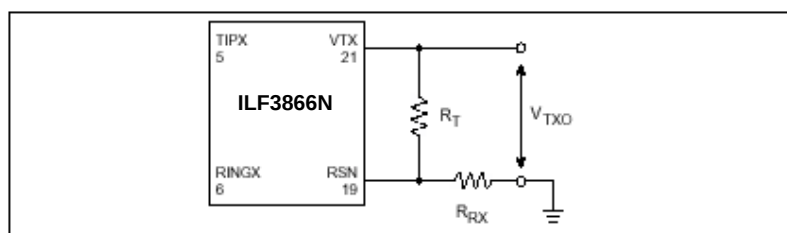
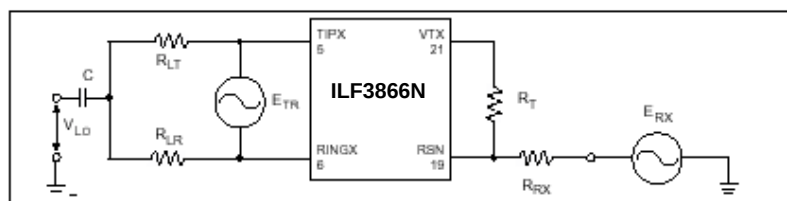


Figure 4. Metallic to longitudinal and four-wire to longitudinal balance

$$\frac{1}{\omega C} \ll 150 \Omega, R_{LT} = R_{LR} = 300 \Omega$$

$$R_T = 600 \text{ k}\Omega, R_{RX} = 300 \text{ k}\Omega$$

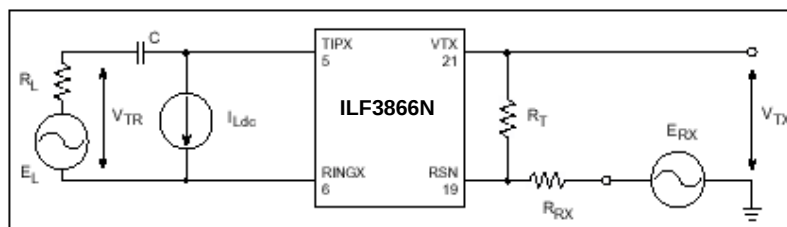


Figure 5. Overload level, V_{TXO} four-wire transmit port

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_L, R_L = 600 \Omega$$

$$R_T = 600 \text{ k}\Omega, R_{RX} = 300 \text{ k}\Omega$$

Figure 6. Frequency response, insertion loss, gain tracking.

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_L, R_L = 600 \Omega$$

$$R_T = 600 \text{ k}\Omega, R_{RX} = 300 \text{ k}\Omega$$

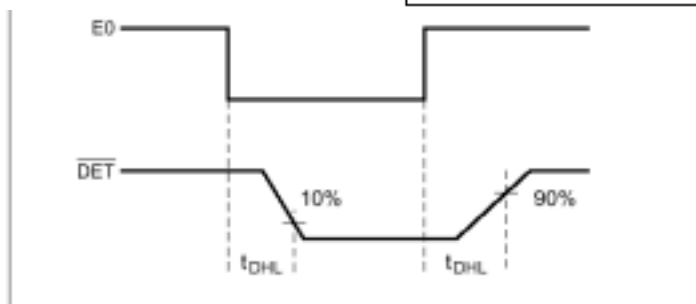
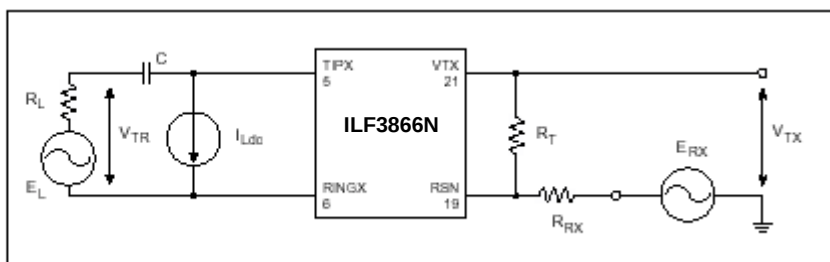


Figure 7. Detector output delay time.

Примечания:

1. Уровень перезагрузки определяется на двухпроводном порту при источнике сигнала на четырехпроводном принимающем порту.

2. Двухпроводной импеданс является программируемым по выбору номиналов внешнего компонента в соответствии с:

$$Z_{TRX} = Z_T / |G_{2-4} \cdot \alpha_{RSN}| \text{ где:}$$

Z_{TRX} = импеданс между T1PX и RINGX терминалами,

Z_T = программирующая цепь между VTX и RSN терминалами,

G_{2-4} = коэффициент передачи, номинально = 1,

α_{RSN} = приемный токовый коэффициент, номинально = -1000 (ток определяется, как положительный втекающий в принимающий суммирующий узел, и когда течет от T1PX к RINGX).

3. Более высокие значения возвратных потерь могут достигаться посредством добавления реактивного компонента к программирующему сопротивлению R_T , например, посредством разделения R_T на равные половины и подключения конденсатора от общей точки к земле. Для $R_T = 560 \text{ k}\Omega$ этот конденсатор будет примерно 30 пФ. Увеличение C_{HP} до 0.033 мкФ улучшает низкочастотные возвратные потери.

4. Уровень перегрузки на четырехпроводном передающем порту, V_{TX} , с источником сигнала на двухпроводном порту. Отметим, что коэффициент усиления от двухпроводного порта к четырехпроводному передающему порту равен $G_{2-4} = 1$.

5. Защитные резисторы R_F влияют на вносимые потери, как объясняется в тексте, раздел Передача. Указаны вносимые потери для $R_F = 0$.

6. Указанный допуск по вносимым потерям не включает в себя ошибки, вызванные внешними компонентами.

7. Уровень указан на двухпроводном порту.

8. Уровень указан на четырехпроводном принимающем порту и по отношению к 600 Ом импеданса.

9. Двухпроводной шум молчащего канала определяется при нагрузке порта в 600 Ом (R_L) и при заземленном четырехпроводном порту ($E_{RX} = 0$; см. рисунок 6).

Четырехпроводной шум молчащего канала на VTX определяется при двухпроводном порту, нагруженном на 600 Ом (R_L). Спецификация помех относится к уровню импеданса в 600 Ом на VTX. Четырехпроводной принимающий порт заземляется ($E_{RX} = 0$).

10. Тестируются параметры при -40°C - $+85^\circ\text{C}$, в то время как при 0°C - 70°C значения приведены как показатели.



Описание выводов

См. рисунок 8.

Примечание: Все номера выводов, упомянутые в тексте и значения, относятся к 22-выводному Dip, если иное не указано в тексте.

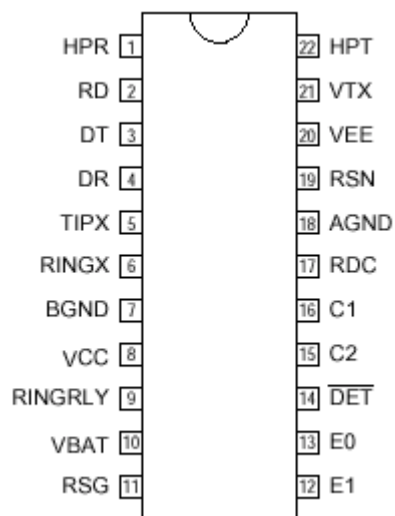


Рисунок 8.

DIP	Обозначение	Описание
1	HPR	Первый вывод разделительного конденсатора C_{HP} переменного/постоянного тока. Другой вывод C_{HP} подключен к выводу 22, HPT.
2	RD	Программирующий резистор определения снятия трубки R_D параллельно с фильтрующим конденсатором C_D подключается от RD к V_{EE}
3	DT	Входы к компаратору ответа абонента при вызове. При DR более положительном, чем DT, выход детектора $\overline{DET}$ (вывод 14), находится в логическом низком состоянии, показывая условие снятой трубки.
4	DR	
5	TIPX	Выводы TIPX и RINGX подключены к проводам двухпроводного интерфейса через компоненты двухпроводного интерфейса, компоненты защиты от избыточного напряжения и реле звонка (и как вариант тестовое реле).
6	RINGX	
7	BGND	Земля. Следует соединить вместе с AGND (вывод 18).
8	VCC	Напряжение питания +5 В
9	RINGRLY	Выход драйвера реле звонка. Открытый эмиттер. Должен быть защищен внешним индуктивным диодом, защищающим от выбросов обратного напряжения.
10	VBAT	Батарейное напряжение питания, -24 В до -72 В. Отрицательное по отношению к земле (выводы 7, 18).
11	RSG	Защитный программирующий резистор насыщения R_{SG} , подключается к V_{EE} (вывод 20). Обратитесь к разделу "Батарейное питание" за подробной информацией
12	E1	ТТЛ совместимый разрешающий вход.
13	$\overline{E0}$	Должен быть подключен к выводу E1.
14	DET	Выход детектора. Входы C1 (вывод 16) и C2 (вывод 15) вместе с входами разрешения E0 (вывод 13) и E1 (вывод 12) выбирают один из трех детекторов, который будет соединен с выходом DET. Логический низкий уровень на доступном DET выходе показывает переключенное состояние детектора. Выход DET является открытым коллектором с внутренним заряжающим резистором (примерно 15 кОм к V_{CC} (вывод 8)).
15	C2	C1 и C2 являются ТТЛ совместимыми входами, контролирующими рабочее состояние SLIC. Обратитесь к разделу "Входы разрешения" за подробной информацией
16	C1	



17	RDC	Питание по постоянному току программируется двумя резисторами, соединенными последовательно от этого вывода к принимающему суммирующему узлу (RSN, вывод 19). Резистивная точка соединения развязана по отношению к GND для фильтрации сигнала по переменному току.
18	AGND	Земля. Следует соединить вместе с BGND (вывод 7).
19	RSN	Принимающий суммирующий узел. 1000 умножить на ток (постоянный и переменный), текущий в этот вывод, равно металлическому (поперечному) току, текущему из RINGX (вывод 6) в TIPX (вывод 5). Программирующие цепи для питания постоянным током, двухпроводного импеданса и коэффициента приема подсоединяются к принимающему суммирующему узлу.
20	VEE	Напряжение питания –5 В
21	VTX	Выход, передающий звуковую частоту. Разность по переменному напряжению между TIPX (вывод 5) и RINGX (вывод 6), переменное металлическое напряжение воспроизводится как сигнал на VTX с единичным коэффициентом усиления относительно GND. Двухпроводная импедансная программирующая цепь включена между VTX и RSN (вывод 19)
22	HPT	Второй вывод разделительного конденсатора переменного/постоянного тока C_{HP} . Другой конец конденсатора C_{HP} подсоединен к выводу 1, HPR.

Функциональное описание и информация по применениям

Передача

Общие сведения

Упрощенная модель схем передачи по переменному току показана на рисунке 9. Анализ схемы дает следующие выражения:

$$V_{TR} = V_{TX} + I_L \cdot 2R_F \quad (1)$$

$$\frac{V_{TX}}{Z_T} + \frac{V_{RX}}{Z_{RX}} = -\frac{I_L}{1000} \quad (2)$$

$$V_{TR} = E_L - I_L \cdot Z_L \quad (3)$$

где:

V_{TX} –напряжение на выводе V_{TX} , равное дифференциальному напряжению между TIPX и RINGX терминалами,

V_{TR} – является переменным дифференциальным напряжением между TIPX и RINGX,

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

I_L –переменный ток нагрузки,

R_F – предохранительный резистор,

Z_L – импеданс линии,

Z_T – определяет импеданс SLIC от TIPX к RINGX,

Z_{RX} – управляет четырех-на-двухпроводным усилением,

V_{RX} – является принимаемым сигналом по отношению к аналоговой земле.

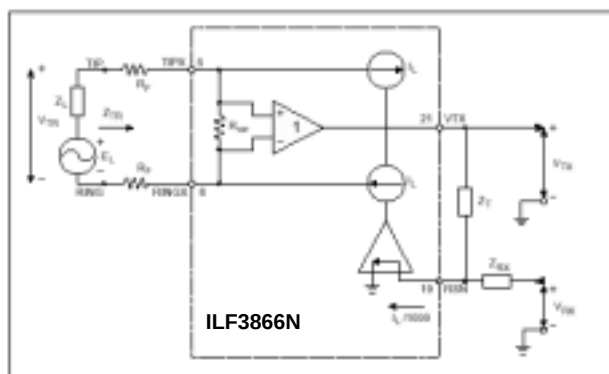


Рисунок 9

Двухпроводной импеданс

Для вычисления Z_{TR} , импеданса SLIC с предохранительными резисторами R_F на двухпроводную линию, предположим $V_{RX} = 0$. Тогда из (1) и (2):

$$Z_{TR} = Z_T / 1000 + 2R_F$$

Тогда при известных Z_{TR} и R_F :

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

Например:

Z_T для получения $Z_{TR} = 900$ Ом, включенный последовательно с 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

$$Z_T = 820 \text{ кОм последовательно с } 2.16 \text{ мкФ.}$$

Всегда необходимо иметь высокий омический резистор в параллель с конденсатором. Это дает цепь обратной связи по постоянному току для низкой частоты, что обеспечивает стабильность и снижает шум.

Двухпроводное-на-четырепроводное усиление

Из (1) и (2) при $V_{RX} = 0$:

$$G_{2-4} = \frac{V_{TX}}{V_{TR}} = \frac{Z_L}{Z_T / 1000 + 2R_F}$$

Четырепроводное -на-двухпроводное усиление

Из (1), (2) и (3) при $E_L = 0$:

$$G_{4-4} = \frac{V_{TR}}{V_{TX}} = \frac{Z_T}{Z_{RX}} \cdot \frac{Z_L}{Z_T / 1000 + 2R_F + Z_L}$$

Для применений, где $Z_T / 1000 + 2R_F$ выбирается равным Z_L , выражение для G_{2-4} упрощается

$$G_{2-4} = - \frac{Z_T}{Z_{RX}} \cdot \frac{1}{2}$$

Четырепроводное -на-четырепроводное усиление

Из (1), (2) и (3) при $E_L = 0$:

$$G_{4-4} = \frac{V_{TX}}{V_{TR}} = \frac{Z_T}{Z_{RX}} \cdot \frac{Z_L + 2R_F}{Z_T / 1000 + 2R_F + Z_L}$$

Гибридная функция

SLIC ILF3866N формирует особенно гибкий и компактный интерфейс линии, когда используется с программируемыми CODEC/фильтрами. Программируемый CODEC/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. За информацией по разработке обращайтесь к спецификациям на программируемый CODEC/фильтр.

Гибридная функция может также быть реализована, используя незадействованный усилитель в комбинациях с обычным CODEC/фильтром. Обратитесь к рисунку 10. Через импеданс Z_B ток, пропорциональный V_{RX} , инжектируется в суммирующий узел комбинации усилителя CODEC/фильтра. Как можно увидеть из выражения для коэффициента усиления для случая четыре провода на четыре провода, пропорциональное V_{RX} напряжение возвращается на V_{TX} . Это напряжение преобразовывается с помощью R_{TX} в ток, текущий в тот же суммирующий узел. Эти токи могут быть подавлены, полагая:

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

х

Коэффициент четыре провода-на-четыре провода G_{4-4} включает требуемый фазовый сдвиг и таким образом балансная цепь Z_8 может быть вычислена из:

$$Z_8 = -R_{TX} \cdot \frac{V_{RX}}{V_{TX}} = R_{TX} \cdot \frac{Z_{RX}}{Z_T} \cdot \frac{Z_T / 1000 + 2R_F + Z_L}{Z_L + 2R_F}$$

Например: рассчитайте R_8 для сопряжения линии, показанного на рис.12.

$$R_8 = 20 \cdot 10^3 \cdot \frac{261 \cdot 10^3}{523 \cdot 10^3} \cdot \frac{523 \cdot 10^3 / 1000 + 2 \cdot 40 + 600}{600 + 2 \cdot 40} = 17.66 \text{ кОм}$$

(т.е. стандартный номинал 17.8 кОм 1%)

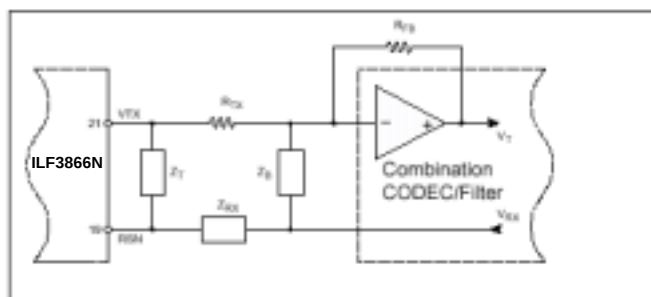


Figure 10. Hybrid function.

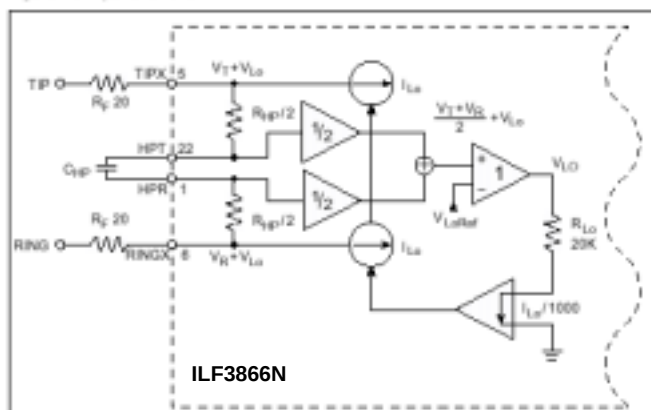


Figure 11. Longitudinal impedance.

Продольный импеданс

Петля обратной связи нейтрализует продольные напряжения на двухпроводном порту посредством инжектирования продольных токов в противоположной фазе. Таким образом, продольные возмущения будут появляться как продольные токи, и терминалы TIPX и RINGX будут испытывать очень малые отклонения продольного напряжения, оставляя дифференциальные напряжения с достаточным запасом в пределах обычного диапазона режима SLIC. Это достигается сравнением мгновенного двухпроводного продольного напряжения с внутренним продольным опорным напряжением V_{LoRef} .

$$V_{LoRef} = \frac{V_{Bat}}{2} = \frac{V_T + V_R}{2}$$

где V_T и V_R являются напряжениями TIPX и RINGX по отношению к земле без какой-либо продольной составляющей. 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. Обратитесь к рис.11.

Из анализа схемы следует:

$$\frac{V_{Lo}}{R_{Lo}} = \frac{I_{Lo}}{1000}$$

выражение упрощается до

$$R_{LoT} = R_{LoR} = V_{Lo}/I_{Lo} = 20 \text{ кОм}/1000 = 20 \text{ Ом. где:}$$

$$R_{Lo} = 20 \text{ кОм}$$

$$R_{LoT} = R_{LoR} = \text{продольное сопротивление/провод}$$

$$V_{Lo} = \text{продольное напряжение на TIPX, RINGX}$$

$$I_{Lo} = \text{продольный ток}$$

Конденсаторы C_{TC} and C_{RC}

Конденсаторы, обозначенные C_{TC} и C_{RC} на рисунке 12, подсоединенные между TIPX и землей и также между RINGX и землей, рекомендуются как дополнение к схеме защиты от избыточного напряжения. Очень быстрые переключения, появляющиеся на TIPX и RINGX, могут проходить по диоду и SCR зажимам в схеме защиты от избыточного напряжения до того, как эти устройства успеют сработать, и могут разрушить SLIC. C_{TC} и C_{RC} закорачивают такие очень 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 или продольный баланс, или возвратные потери. C_{TC} и C_{RC} вносят

дифференциальный импеданс в $1/(\pi \cdot f \cdot C_{RC}) \approx 1/(\pi \cdot f \cdot C_{TC})$, импеданс TIPX на землю в $1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{TC})$ и RINGX на землю импеданс $1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{RC})$.

Конденсатор разделения переменного-постоянного тока, C_{HP}

Конденсатор фильтра верхних частот подключается между терминалами 1 и 22, обеспечивая разделение между схемами, воспринимающими условия TIPX-RINGX по постоянному току, и схемами, обрабатывающими сигналы по переменному току. Номинал C_{HP} в 10 нФ граничная частота 3 дБ для низкочастотного отклика на частоте 48 Гц (f_{3dB}), согласно $f_{3dB} = 1/(2 \cdot \pi \cdot R_{HP} \cdot C_{HP})$, где $C_{HP} \approx 330$ кОм.

Батарейное питание

Структурная схема на рисунке 13 показывает систему батарейного питания для ILF3866N.

Для постоянного напряжения V_{TR} меньшего, чем защитное опорное напряжения V_{SGRef} , SLIC эмулирует характеристику резистивного питания с кажущимся батарейным напряжением в 50 В. Кажущееся батарейное напряжение является независимым от реального батарейного напряжения, V_{Bat} , подсоединенного к SLIC.

При постоянном напряжении V_{TR} , превосходящем V_{SGRef} , характеристика питания меняется в сторону примерно постоянного напряжения питания. Это делается для предохранения усилителей-драйверов TIPX и RINGX от искажения переменного сигнала, как это могло бы иметь место из-за недостаточного запаса по напряжению между V_{TR} и V_{Bat} (вывод 10). Таким образом, SLIC автоматически регулирует постоянное напряжение V_{TR} до максимально безопасного значения.

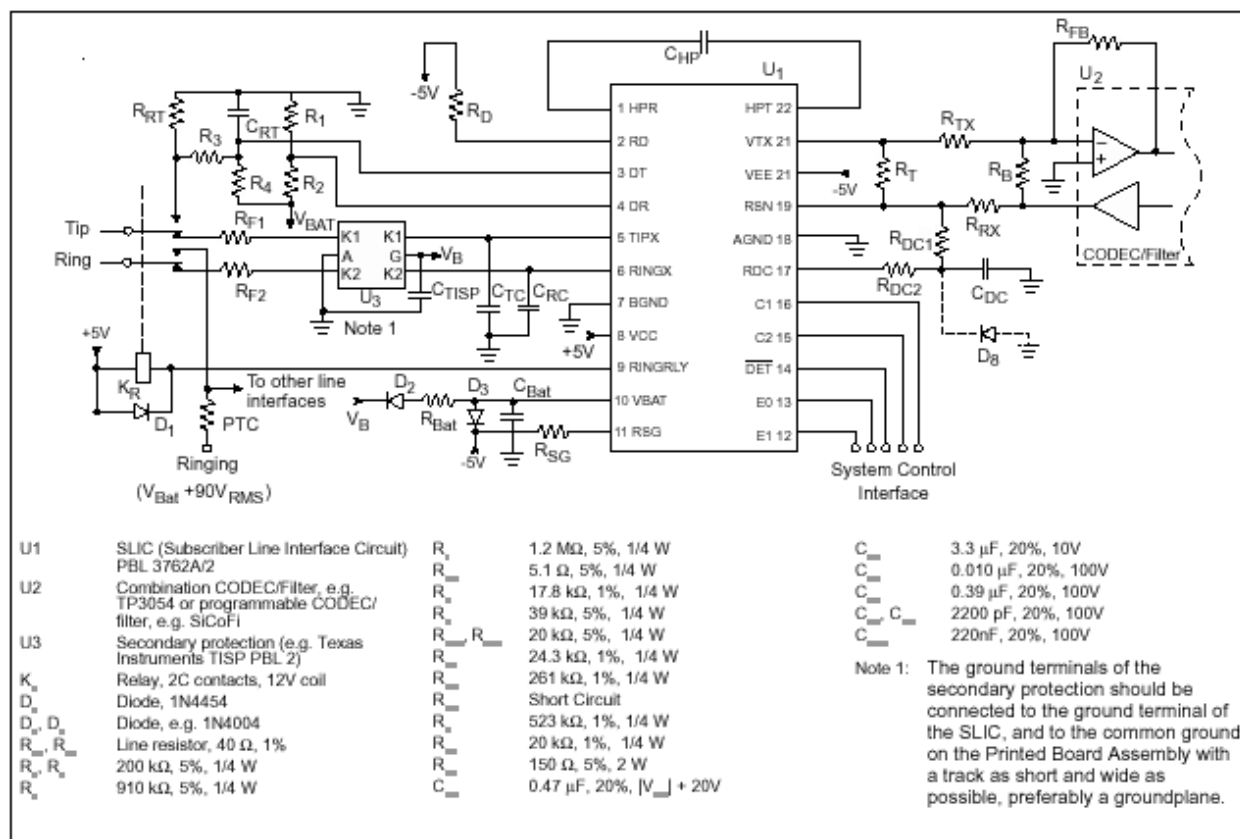


Figure 12. Single-channel subscriber line interface with PBL 3762A/2 and combination CODEC/filter.

Когда SLIC находится в состоянии хранения ($C1=1, C2=0$), то реализуются высокоомные характеристики по питанию.



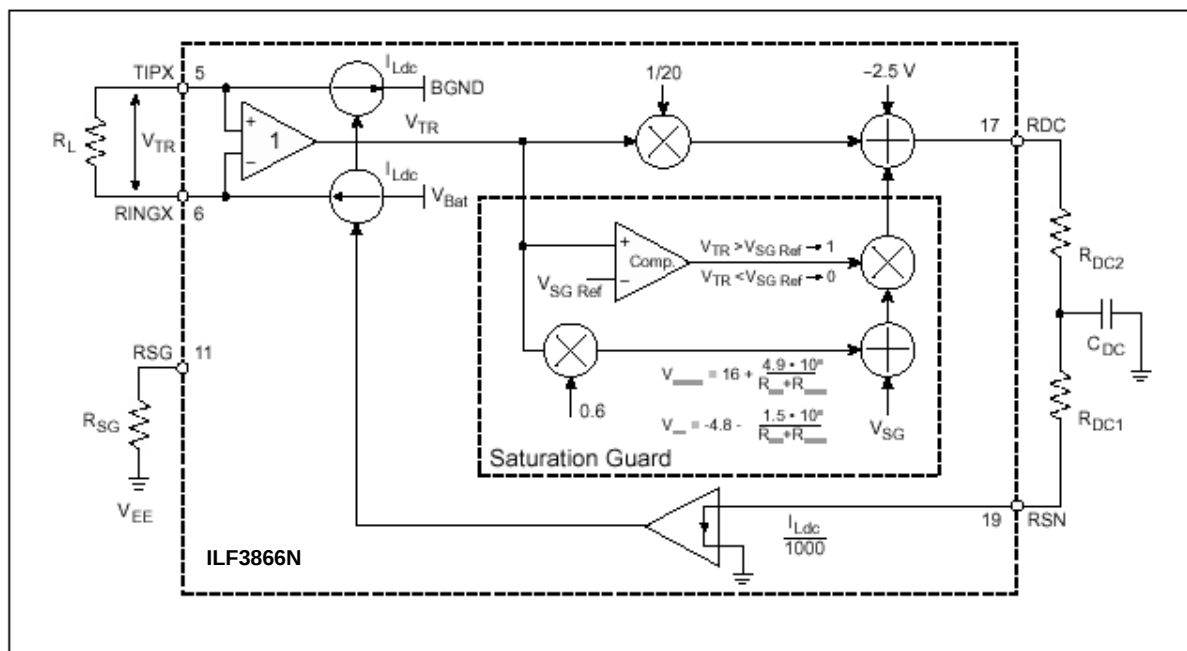


Figure 13. Battery feed (C1, C2= 0, 1; active state).

Следующий текст объясняет три случая батарейного питания более подробно.

Случай 1: SLIC в активном состоянии; $V_{TR} < V_{SGRef}$

В активном состоянии C1=0 и C2=1. В этом рабочем состоянии напряжение TIPX-RINGX V_{TR} менее, чем V_{SGRef} , приводит к отключению блока, который на рисунке 13 подписан как охрана насыщения, т.е. его выход равен нулю. Анализ схемы для этого случая дает выражение

$$V_{TR} = 50 \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{DC}/50} \text{ или,}$$

$$I_{Ldc} = \frac{50}{R_L + R_{Feed}}$$

где:

I_{Ldc} = ток петли (шлейфа)

R_L = сопротивление линии

$R_{DC} = (R_{DC1} + R_{DC2})$ программирующее сопротивление, которое устанавливает эквивалентное сопротивление питания, $R_{Feed} = R_{DC}/50$

V_{TR} = постоянное напряжение между TIPX-RINGX.

Отметим, что для простоты предохранительные резисторы R_F не были включены.

Для напряжений V_{TR} меньших, чем V_{SGRef} , ИС ILF3866N тем самым эмулирует резистивное батарейное питание с кажущейся батареей в 50 В и сопротивлением питания, равным $R_{DC}/50$.

Конденсатор C_{DC} на общей точке R_{DC1} - R_{DC2} удаляет сигналы звуковой частоты из цепи управления батарейным питанием. C_{DC} рассчитывается в соответствии с выражением:

$$C_{DC} = T \cdot \left(\frac{1}{R_{DC1}} + \frac{1}{R_{DC2}} \right), \text{ где } T=30 \text{ мс}$$

Отметим, что $R_{DC1}=R_{DC2}$ дает минимальное значение C_{DC} . Для этого случая резисторы, программирующие сопротивление питания, могут быть вычислены из $R_{DC1}+R_{DC2}=R_{Feed} \cdot 50$, где R_{Feed} является желаемым

Случай 2: SLIC в активном состоянии; $V_{TR} > V_{SGRef}$

В активном состоянии C1=0 и C2=1.

Защитное опорное напряжение насыщения программируется потребителем согласно выражению:

$$V_{SGRef} = 16 + \frac{4.9 \cdot 10^5}{R_{SG} + R_{SGint}}$$

где:

R_{SG} = Охранный опорный программирующий резистор насыщения в Ом



ИНТЕГРАЛ

R_{SGint} = внутренний охранный опорный программирующий резистор насыщения

$R_{SGint} = 0$ Ом для ILF3866N

V_{SGRef} = охранный опорное напряжение насыщения в вольтах.

Раз постоянное V_{TR} превосходит опорное охранный напряжение насыщения V_{SGRef} , охрана насыщения становится активной и следующее выражение описывает характеристику батарейного питания:

$$V_{TR} = \frac{43 + 4.24 \cdot 10^5 / (R_{SG} + R_{SGint}) \cdot R_L}{R_L + R_{DC}/350}$$

где R_{SGint} , R_L и V_{TR} имеют то же значение, как описано выше. Пониженное кажущееся батарейное напряжение ограничивает постоянное напряжение в режиме холостого хода до:

$$V_{TR} = 43 + \frac{4.24 \cdot 10^5}{R_{SG} + R_{SGint}}$$

Охрана насыщения обеспечивает драйверы-усилители линии достаточным напряжением смещения при высоких значениях R_L или даже в холостом ходу посредством ограничения постоянного напряжения TIPX-RINGX. Без этой функции будет происходить искажение сигнала голосовых частот. Для некоторых применений будет интересным, что охрана насыщения разрешает передачу при лежащей трубке (открытая петля). Функция охраны насыщения заключается в программируемости пользователем через R_{SG} , которое может быть рассчитано из:

$$R_{SG} + R_{SGint} = \frac{4.24 \cdot 10^5}{(|V_{Bat}| - V_{Margin}) \cdot \frac{[R_{LMax} + (R_{DC1} + R_{DC2})/350]}{R_{LMax}}} - 43$$

где $R_{LMax} \rightarrow \infty$ упрощается к:

$$R_{SG} + R_{SGint} = \frac{4.24 \cdot 10^5}{|V_{Bat}| - V_{Margin} - 43}$$

где

R_{LMax} = максимальное сопротивление шлейфа в Ом

V_{TRMax} = постоянное напряжение TIPX-RINGX в вольтах при максимальном сопротивлении шлейфа

$V_{Margin} = |V_{Bat}| - V_{TRMax} = 8$ В чтобы позволить передачу без искажений $3.1V_{Peak}$ сигнала речевых частот.

Отметим, что если терминал RSG оставлен свободным, то постоянное напряжение TIPX-RINGX будет ограничено до 43 В.

Во многих применениях менее, чем $3.1V_{Peak}$ для максимального сигнала речевых частот, является удовлетворительным. В таких применениях V_{Margin} может быть установлено менее, чем на 8 В в соответствии с диаграммой, показанной на рисунке 14. Максимальное постоянное напряжение TIPX-RINGX будет следовательно большим, и соответственно быть согласована большая длина шлейфа.

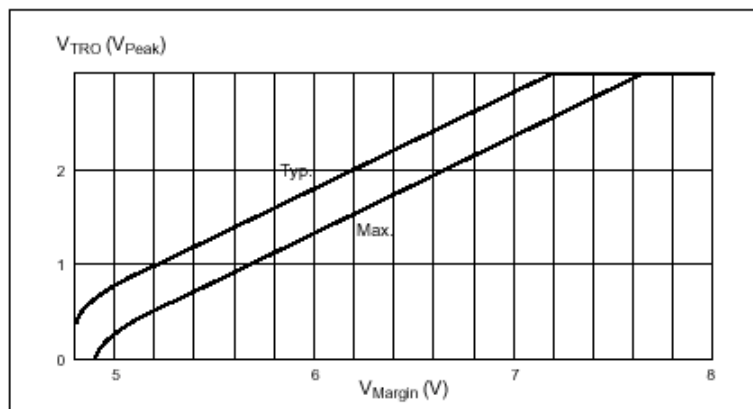


Figure 14. Overload level, V_{TRO} as a function of V_{Margin} .

Случай 3: SLIC в состоянии хранения

В состоянии хранения $C1=1$ и $C2=0$. При работе SLIC в состоянии хранения, в состоянии экономии мощности драйверы-усилители TIPX и RINGX отсоединяются и включается высокоомное батарейное питание.



Ток шлейфа может быть рассчитан из:

$$I_{Ldc} \approx \frac{|V_{Bat}| - 3 \text{ В}}{R_L + 1800 \text{ Ом}}$$

где:

I_{Ldc} = ток петли

R_L = сопротивление шлейфа

V_{Bat} = напряжение питания батареи

Температурная защита

Условие неправильной работы по току короткого замыкания от RINGX к земле, а также другие неправильные условия работы могут вызвать избыточную рассеиваемую мощность SLIC. Если температура кристалла возрастает выше 150°C, то сработает температурная защита, устанавливая SLIC в состояние с высоким импедансом. В этом высоко импедансном состоянии рассеиваемая мощность снижена и температура перехода возвратится к безопасному значению. При температуре ниже 150°C SLIC возвращается обратно в свой нормальный рабочий режим и будет оставаться в этом состоянии, полагая что условие перегрузки устранено. До тех пор, пока работает температурная охрана, детектор тока шлейфа будет оставаться в активном состоянии.

Функции детектирования состояния шлейфа

Детекторы тока шлейфа, тока короткого замыкания на землю и прихода звонка передают свой статус через обычный выход DET (вывод 14). Соединенный с DET детектор выбирается через четырехразрядный интерфейс управления C1, C2, E1. За описанием интерфейса управления обратитесь к разделу "Входы управления".

Детектор тока шлейфа

Значение тока шлейфа, при котором детектор тока шлейфа изменяет состояние, программируется посредством выбора значения резистора R_D . R_D подсоединяется между выводами RD(2) и VEE(20). Рисунок 18 показывает блок-схему детектора тока петли. Двухпроводной интерфейс формирует ток, вытекающий из вывода RD(2):

$$I_{RD} = |I_{LTIPX} - I_{LRINGX}| / 600 = I_L / 300,$$

где I_{LTIPX} и I_{LRINGX} – это токи, втекающие в терминалы TIPX и RINGX, и I_L является током шлейфа.

Напряжение на R_D сравнивается с внутренним $V = 1.25 \text{ В}$. Программирующий резистор может быть затем рассчитан как $R_D = 375 / I_{LTh}$, где желаемый пороговый ток петли I_{LTh} известен. R_D подставляется в кОм, I_{LTh} – в мА. Конденсатор фильтра рассчитывается согласно $C_D = T_D / R_D$ с постоянной времени $T_D = 0.5 \text{ мс}$. Отметим, что C_D может не требоваться, если выход DET фильтруется программно.

Детектор утечки на землю

Схема детектора ключа земли проверяет разницу в токах TIPX и RINGX. Если разница токов превысит пороговое значение ΔI_{LOn} , то детектор сработает. По мере уменьшения разницы токов детектор выключится при пороговом токе ΔI_{LOff} . Значение $\Delta I_{LOn} > \Delta I_{LOff}$, т.е. детектор имеет гистерезис. Сработавший детектор передает логический низкий на DET (вывод 14) выход, полагая, что детектор утечки на землю выбран через четырехразрядный вход управления (C1, C2, E0, E1). За численными значениями для ΔI_{LOn} и ΔI_{LOff} обратитесь к таблице "Электрические характеристики".

Детектор прихода звонка

Обнаружение прихода звонка завершается соединением внешней цепи к компаратору в SLIC со входами DT (вывод 3) и DR (вывод 4). Звонящий источник может быть сбалансированным или несбалансированным относительно V_{Bat} . Несбалансированный звонящий источник может быть приложен либо к выводу RING, либо к выводу TIP с возвратом через другой провод. Реле звонка, управляемое драйвером реле звонка SLIC, подсоединяет звонящий источник к линии.

Функция прихода звонка основана на изменении полярности на входе компаратора, когда линия переходит в состояние снятой трубки. В состоянии лежащей трубки постоянный ток не протекает через петлю и напряжение на входе DT выше, чем на DR. Когда линия переходит в состояние снятой трубки, в то время как реле звонка подключено, постоянный ток протекает и входное напряжение компаратора изменяет полярность.

Рисунок 16 является примером схемы обнаружения прихода звонка. Эта схема является практической, когда напряжение звонка накладывается на V_{Bat} и поступает на вывод звонка в двухпроводном порту. Постоянное напряжение на считывающем резисторе R_{RT} наблюдается входом компаратора прихода звонка DT через цепь R_3 , R_4 и C_{RT} . Вход DR устанавливается на опорное напряжение резисторами R_1 и R_2 . При уложенной трубке на линии (нет постоянного тока) DT является более положительным, чем DR, и выход DET будет выдавать



логический высокий уровень, т.е. детектор не срабатывает. Когда на линии трубка снята, во время звона, через петлю будет течь постоянный ток, включая и резистор R_{RT} , и будет вынуждать вход DT стать более отрицательным, чем вход DR. Это изменит выход DET на логический низкий уровень, т.е. условие обнаружения прихода. Системный контроллер (или процессор линейной платы) отвечает прекращением подзаряда реле звонка.

Полная фильтрация переменной составляющей в 20 Гц на терминале DT не является необходимой. Переключение выхода $\overline{DET}$ может быть проверено программой по определению заполненности цикла. Когда выход $\overline{DET}$ находится на логически низком уровне более чем половину времени, то показывается состояние снятой трубки.

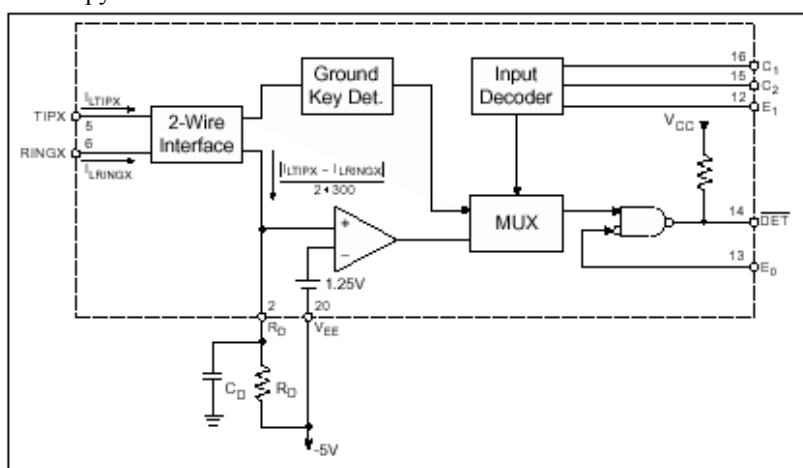


Figure 15. Loop current and ground key detectors.

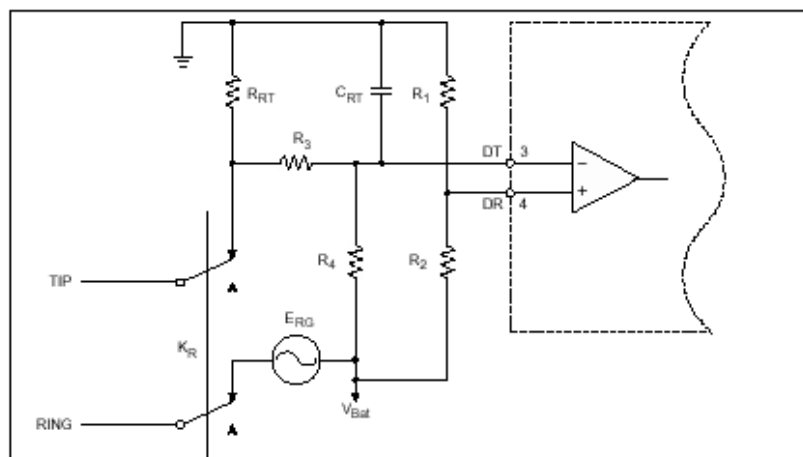


Figure 16. Ring trip network.

Драйвер реле

SLIC ILF3866N имеет в своем составе драйвер реле звонка, разработанный с открытым эмиттером (npn) с характеристикой по втекающему току в 25 мА. Коллектор транзистора драйвера подсоединен к V_{CC} . Для защиты транзистора драйвера следует использовать внешние индуктивные диоды для ограничения обратных выбросов.

Входы управления

SLIC ILF3866N имеет два TTL совместимых управляющих входа, C1 и C2. Дешифратор в SLIC распознает состояния управляющего входа и устанавливает соответствующее рабочее состояние.

Состояние холостого хода ($C1, C2 = 0, 0$)

В состоянии холостого хода драйверы-усилители линии TIPX и RINGX, а также другие схемные блоки снижают потребляемую мощность. Это вызывает перевод SLIC в состояние с высоким импедансом по отношению к линии. Рассеиваемая мощность минимальная. Все детекторы неактивны.

Состояние звонка ($C1=1, C2=0, E1=0$)

Драйвер реле звонка и детектор прихода звонка активируются. TIPX и RINGX находятся в состоянии высокого импеданса и передача сигнала заторможена.



Активное состояние (C1=0, C2=1 или C1=1, C2=1)

TIPX является терминалом наиболее близким к земле и подпитывает ток петли, когда RINGX является более отрицательным терминалом и вбирает в себя ток петли. Оба детектора и тока-петли, и утечки на землю активируются. Вход C1 управляет выбором одного из этих детекторов, который коммутируется на выход DET.

Состояние хранения (C1, C2 = 1, 1)

В состоянии хранения усилители-драйверы линии отсоединяются. Питание петли преобразовывается в резистивную форму согласно:

$$I_{Ldc} \approx \frac{V_{Bat} - 3 \text{ В}}{R_L + 1800 \text{ Ом}}$$

где:

I_{Ldc} = ток петл (А)

V_{Bat} = напряжение питания батареи (В)

R_L = сопротивление петли (Ом)

Ток хранения петли в режиме короткого замыкания (I_{LSh}) для $V_{Bat} = -28 \text{ В}$ тогда ограничивается до $I_{LSh} \approx 13.9 \text{ мА}$.

В этом рабочем состоянии активируется детектор тока шлейфа.

Рабочее состояние SLIC**Таблица 1**

Состояние	E1	C1	C2	Рабочее состояние SLIC	Активный детектор	Выход DET
1	0	0	0	Холостой ход	Нет	Высокий логический
2	1	0	1	Активный	Детектор утечки на землю	Состояние детектора утечки на землю
5	1	0	0	Холостой ход	Нет	Высокий логический
6	0	0	1	Активный	Ток петли	Состояние тока петли
7	0	1	1	Звенит	Приход звонка	Состояние шлейфа
8	0	1	0	Хранение	Ток шлейфа	Состояние тока шлейфа

Защита от избыточного напряжения

SLIC ILF3866N должен быть защищен от избыточных напряжений на телефонной линии, вызываемых осветительными приборами, контакта с переменным напряжением и индукцией. Чтобы определить максимально допустимые непрерывные напряжения и напряжения переходных процессов, которые могут подаваться на SLIC, обратитесь к таблице предельных параметров для терминалов TIPX и RINGX. Схема, показанная на рисунке 12, использует последовательные резисторы совместно с защитой, программируемой от перенапряжения (например, TISP PBL2 фирмы Texas Instruments), служащей в качестве вторичной защиты.

Предохранительные резисторы R_F служат двойной цели: являются неразрушающими рассеивателями энергии, когда выбросы ограничиваются, и служат предохранителями, когда линия подвергается мощному воздействию.

Если есть риск перенапряжений на V_{Bat} терминале SLIC, тогда этот терминал следует также защитить.

Последовательность включения питания

Напряжение на выводе VBAT устанавливает напряжение подложки, которое должно быть все время поддерживаться более отрицательным, чем напряжение на каком-либо другом выводе для предохранения от возможного защелкивания. Оптимальная последовательность подключения питания – сначала земля и V_{Bat} , затем другие выводы питания и сигналов.

Однако, V_{CC} может быть подключено прежде V_{Bat} , и, если напряжение питания V_{Bat} будет отсутствовать, то диод с номинальным током в 2 А, соединенный своим катодом с V_{EE} и анодом с V_{Bat} обеспечит наличие наиболее отрицательного напряжения питания на выводе VBAT.

V_{Bat} не должен подаваться с большей скоростью, чем соответствующая постоянная времени, сформированная последовательным соединением резистора в 5.1 Ом с выводом VBAT и конденсатором 0.47 мкФ с вывода VBAT на землю. Эта RC цепь может быть общей на несколько SLIC.

Топология печатной платы

Внимательность к топологии печатной платы является существенной для правильного функционирования ILF3866N. Компоненты, подключенные к выводу RSN (вывод 19) должны быть в непосредственной



близости к этому выводу, таким образом, чтобы на вывод RSN не поступала никакая интерференция. Желательно окружение вывода RSN шиной земли.

Два вывода земли AGND и BGND должны быть соединены вместе на печатной плате в месте расположения прибора.

