

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Інститут інформатики та радіотехніки
Факультет радіотехніки та телекомунікації
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра радіотехніки та телекомунікації
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проєкту (роботи)

бакалавр

(ступінь вищої освіти)

на тему Антенний вимірювач КСХ

Виконав: студент(ка) 4 курсу, групи РТ-218сп

Спеціальності _____

172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)

«Радіотехніка»

Хомут Роман Любомирович

(прізвище та ініціали)

Керівник Логачева Л.М.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Косьян М.М.

(прізвище та ініціали)

2021 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
 (повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет Інститут інформатики та радіоелектроніки, ФРЕТ
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти Бакалавр
 Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
 (код і найменування)
 Освітня програма (спеціалізація) «Радіотехніка»
 (назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТ 
 к.т.н., доц Морщавка С.В.
 « 27 » 05 2021 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

Хомут Роман Любомирович
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Антенний вимірювач КСХ
 керівник проекту (роботи) Логачева Людмила Михайлівна, к.т.н., доцент,
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від «30» квітня 2021 року № 164

2. Строк подання студентом проекту (роботи) 27.05.2021

3. Вихідні дані до проекту (роботи) Хвильовий опір 50, 75 Ом
Діапазон робочих частот 100-300 МГц
індикація - числове значення КСХ 1p-10
Живлення - автономне
Відображення графіка КСХ, зворотнього загасання
Автоматичне калібрування

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Методи вимірювання КСХ

2. Розробка структурної схеми

3. Електричний розрахунок принципової схеми

4. Опис конструкції пристрою

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
Презентація 18 слайдів

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання
1-4	Логачева Л.М., доцент		
нормоконтроль	Мороз Г.В., ст.викладач		

7. Дата видачі завдання «02» квітня 2021 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

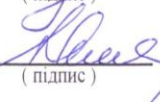
№ з/п	Назва етапів дипломного проєкту (роботи)	Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1	Методи вимірювання КСХ	05.04-09.04	
2	Розробка структурної схеми	10.04-18.04	
3	Електричний розрахунок принципової схеми	19.04-30.04	
4	Опис конструкції пристрою	1.05.-12.05	
5	Оформлення пояснювальної записки	13.05-18.05	
6	Перевірка ПЗ на доброчесність	19.05	
7	Підготовка презентації в PowerPoint	20.05-25.05	
8	Захист	04.06.21	

Студент(ка)


(підпис)

Хомут Р.Л.
(прізвище та ініціали)

Керівник проєкту (роботи)


(підпис)

Логачева Л.М.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 96 сторінок, 17 рисунків, 9 таблиць, 17 джерел

Метою проекту є розробка схеми і конструкції графічного вимірювача КСХ антен у діапазоні 30 МГц – 3000 МГц.

Графічний аналізатор дозволяє визначити і вивести на дисплей частотну залежність КСХ у робочій смузі частот.

У приладі застосовується метод накопичення результатів вимірювань і виводиться усереднення результатів на визначеному часовому відрізку.

Основою приладу є високопродуктивний мікроконтролер типу PIC16F1508 фірми Microchip він відрізняється наявністю Flash-пам'яті програмованим інтерфейсом зв'язку типу USB-2 для роботи в складі обчислювального програмованого комплексу з зовнішнім ПК та внутрішніми АЦП.

У приладі застосована сучасна елементна база: надширокосмуговий синтезатор частот з ФАПЧ типу MAX 2780 фірми Maxim, яка дозволила отримати невисокі масогабаритні характеристики зі збереженням високих метрологічних і експлуатаційних характеристик у надширокій смузі частот.

ГРАФІК, КСВ, СМУГА, ЧАСТОТА, СКАНУВАННЯ, УКВ,
ДІАПАЗОН, МІКРОПРОЦЕСОР, ГУН, СИНТЕЗАТОР, АЦП

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП	8
1 МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ КСХ.....	10
2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ.....	24
2.1 Опис структурної схеми	24
2.2 Вибір елементної бази	26
2.3 Розрахунок структурної схеми	48
3 РОЗРАХУНОК ВУЗЛІВ ВИМІРЮВАЧА	53
3.1 Розрахунок ГОЧ	53
3.2 Розрахунок широкосмугового підсилювача.....	61
3.3 Розрахунок елементів вимірювального моста	71
3.4 Модуль АЦП в МК PIC16F1508	74
4 ОПИС КОНСТРУКЦІЇ ПРИЛАДУ	77
ВИСНОВКИ.....	84
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	85
Додаток А.....	87
Додаток Б	90

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АЦП	—	аналого-цифровий перетворювач
АЧХ	—	амплітудно-частотна характеристика
ВЧ	—	високочастотний
ГКЧ	—	генератор хитанної частоти
ГТІ	—	генератор тактових імпульсів
ГУН	—	генератор, керований напругою
ЗБ	—	загальна база
ЗЕ	—	загальний емітер
ЗК	—	загальний колектор
ІМ	—	вимірювальний міст
ІМС	—	інтегральна мікросхема
КСХ	—	коефіцієнт стоячої хвилі
МК	—	мікроконтролер
НЗВ	—	негативно зворотний зв'язок
ОУ	—	операційний підсилювач
ПЕОМ	—	персональна електронно-обчислювальна машина
ПЗЗ	—	позитивний зворотний зв'язок
ПЗП	—	постійний запам'ятовуючий пристрій
ПЗУ	—	постійно запам'ятовуючий пристрій
ППС	—	підсилювач постійного струму
ППФ	—	смугасто-проникний фільтр
РКІ	—	рідинно-кристалічний дисплей
РЛС	—	радіолокаційна станція
РРЛ	—	радіорелейний лінія
СЧ	—	синтезатор частот
УКХ	—	ультракороткі хвилі
ФАПЧ	—	фазова автопідстройка частоти

ФНЧ	–	фільтр низької частоти
ФЧХ	–	фазо-частотна характеристика
ШП	–	широкосмуговий підсилювач

ВСТУП

При розробці, виробництві, експлуатації радіоелектронної апаратури необхідно виконувати велику кількість вимірювань, різних за складністю, точності і кількості контрольованих параметрів.

Вимірювання параметрів радіотехнічних ланцюгів – дуже поширена і трудомістке завдання. Для оптимального вирішення потрібно правильний вибір контрольованих параметрів, досить повно характеризують вимірюємих ланцюг або систему. Ланцюг, що підлягає вимірюванню, може бути як простішим елементом – резистор, індуктивність, конденсатор, так і складною системою (антенна система). Однією з умов вибору параметрів є можливість їх вимірювання з заданою точністю і продуктивністю, що може бути забезпечено вибором оптимального складу засобів вимірювань. Для оптимального вибору вимірювальних приладів необхідно знати особливості функціонування не тільки даного ланцюга, та радіовимірювальних засобів. Оскільки більшість розглянутих засобів вимірювань працюють в широкій смузі частот, це завдання не є елементарною навіть для простіших ланцюгів.

Вимірювачі параметрів радіотехнічних ланцюгів і вимірювачі різниці фаз сигналів часто є важливою складовою частиною обладнання, застосованих при вимірах антен. За допомогою апаратури для аналізу ланцюгів вимірюють характеристики трактів і сполучних ліній, загасання сигналів або параметри, що визначають умови неспотвореної передачі в необхідному діапазоні частот. Вимірювання параметрів модулів фазованих антенних решіток або їх елементів практично є завданням вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі і коефіцієнта ослаблення.

Важливим параметром антени є вхідний опір, який визначається за виміряним КСХ в лінії з стандартним хвильовим опором. Результати вимірювань можуть відтворюватись на діаграмах у полярної або декартової системах координат. За ним може бути встановлена якість узгодження антени з підводящим трактом і прийняті заходи регулювання щодо

поліпшення узгодження в робочому діапазоні частот шляхом включення узгодючих ланок.

Точність вимірювань на ВЧ і НВЧ обмежується недосконалістю застосованої апаратури, так як вимірювальні системи мають ненульові втрати. Спрямовані відгалужувачі мають кінцеву спрямованість, похибки в коефіцієнті зв'язку та недосконале узгодження. Перемикачі мають кінцеву розв'язку і ненульові значення внесених витрат. Всі ці та інші аналогічні дефекти обмежують точність вимірювань. У минулому, постійні спроби мінімізувати ці похибки полягали в розробці більш точної і складної апаратури. В даний час вважається, що більш переважно корегувати похибки вимірювання за допомогою калібрувальних констант, ніж питатися усунути їх. Калібрування і корекція похибок системи не тільки забезпечують високу точність вимірювань, але також забезпечує приємну вартість системи, за рахунок зменшення вимог, пред'явлених до всієї вимірювальної апаратури.

Сучасний рівень розвитку засобів вимірювань характеризується вдосконаленням методів вимірювання на базі мікропроцесорів і сигнальних мікроконтролерів, що дозволяють істотно підвищити точність і ефективність вимірювань і значно розширити функціональні можливості засобів вимірювань за рахунок застосування математичних методів обробки інформації і забезпечують користувачеві ряд відчутних переваг при обслуговуванні вимірювальних систем.

Пам'ять мікропроцесорів дозволяє зберігати калібрувальні константи і потім їх використовувати в процесі експлуатації вимірювальних систем. Даний дипломний проект присвячений розробці принципової схеми і сталеві до цієї малогабаритного аналізатора, що дозволяє визначити і відображати КСХ у вигляді графічної інформації на ЖКІ дисплеї за допомогою однокристального мікроконтролера типу PIC16F1508 і синтезатора частот типу MAX 2870.

1 МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ КСХ

Вимоги до узгодження антен можуть бути самими різними в залежності від призначення антен. Індивідуальні телевізійні антени можуть мати $КСХ > 6,5$, колективні ТВМ $КСХ = 1,4 - 2,2$, а високоякісні антени РРЛ та РЛС можуть мати $КСХ < 1,05 - 1,1$.

Вхідний опір антени вимірюється підключенням її до вимірювального каналу Х1 радіовимірювача – рефлектометра, що складається з двох спрямованих відгалуджувачів УР1 і УР2 (рис. 1.1).

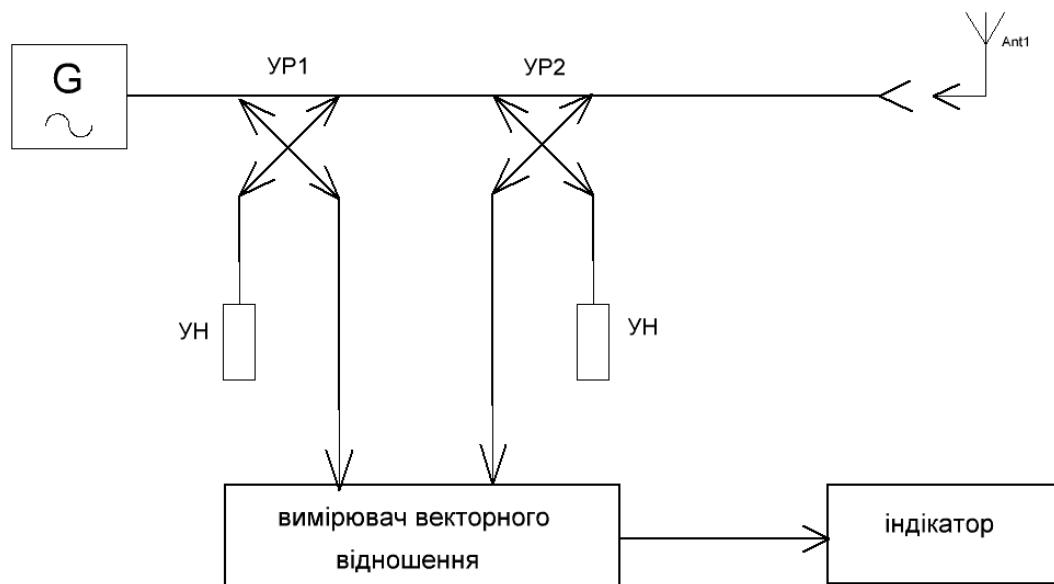


Рисунок 1.1 – Структурна схема вимірювача вхідного опору антени

Для підключення рефлектометра до генератора G і вимірника векторних відносин потрібні кабелі достатньої довжини, для зменшення фазових спотворень.

Кабель від генератора не впливає на похибки вимірювання. Кабельні з'єднання від спрямованих відгалуджувачів, подають прохідні сигнали падаючої і відбитої хвиль до вимірювача векторних відносин, значно впливають на похибку через неідентичності їхніх АЧХ і ФЧХ. У разі

підключення антени за допомогою з'єднувального кабелю до Х1, отримаємо додаткову похибку через недостатнє узгодження, що призведе до погіршення спрямованості УР2.

В цьому випадку точність вимірювання можна істотно підвищити за допомогою набору калібрувальних елементів, що підключаються замість антени до Х1. Тоді застосування обчислювального пристрою, мікропроцесора, дозволяє коригувати результат вимірювання по калібрувальних константах, характеристики яких також можуть зберігатися в пам'яті мікропроцесора для даної конфігурації вимірювальної системи.

В якості вимірювача векторних відносин застосовуються промислові прилади типів Р2 і Ф2 для вимірювання параметрів ліній і ланцюгів з розподіленими параметрами. Найбільш поширеним приладом є вимірювач КСХ типу РК2 – 47. Він забезпечує вимір в діапазоні частот 20 МГц – 1250 МГц для коаксіальних ліній перетином 16/4.6 (75 Ом), 16/7 і 7/3 (50 Ом). Основним ВЧ блоком вимірювача є генератор з хитанням частоти для максимального перекриття частотного діапазону. Перестроюваний генератор працює в діапазоні 610 МГц – 1250 МГц. Сигнал цього генератора надходить безпосередньо на вихід ГКЧ у верхньому діапазоні частот і на перетворювач частоти для формування сигналу в діапазоні 0,5 МГц – 610 МГц. Гетеродинний сигнал частотою 1250 МГц стабілізується гармонікою частоти опорного генератора 50 МГц. Мітки формуються через інтервали 1; 10; 100 МГц. Можливо формування мітки по сигналу від зовнішнього джерела.

Перетворений сигнал 0,5 МГц – 610 МГц фільтрується, підсилюється і надходить на комутатор, а потім на вихід ГКЧ при виборі нижнього піддіапазона. Смуга свипірювання ГКЧ може встановлюватися 1% від максимального значення частоти в обранній робочій смузі.

Вимірювач РК2-47 має наступні основні технічні характеристики:

- діапазон частот, МГц 20 – 1250;
- межі вимірювання КСХ 1.05 – 2;

- межі вимірювання ослаблення, дБ $0 - 35$;
- похибка вимірювання КСХ, % < 5 ;
- похибка вимірювання ослаблення, дБ $0.5 + 0.05 \cdot A_x$;
- габаритні розміри, мм $90 \times 175 \times 482$;
- маса, 45;
- живлення від мережі змінного струму частотою, 50 Гц напругою, 220 В;
- споживана потужність джерела живлення, ВА 180.

Для НВЧ діапазону найбільш підходящими є вимірювачі КСХ типів Р2 – 52, Р2 – 54, Р2 – 70, які відрізняються частотними діапазонами.

В якості вимірювача векторних відносин також з успіхом можуть застосовуватися вимірювачі різниці фаз типів ФК2 – 12, ФК2 – 18, ФК2 – 22, ФК2 – 23. Прилади, ФК2 – 22 і ФК2 – 23 працюють при менших рівнях вхідних сигналів, ніж широкодіапазонний прилад, ФК2 – 18, що в ряді випадків дуже істотно.

Найбільш поширеним є прилад, ФК2 – 18, який призначено для вимірювання різниці фаз відносин рівнів сигналів, комплексних коефіцієнтів передачі 4-хполюсників на фіксованих частотах і в режимі сканування частоти. Джерелом сигналу може бути вимірювальний генератор або ГХЧ з комплекту вимірювачів Р2 – 52, Р2 – 61.

До складу вимірювача ФК2 – 18 входять: блок високочастотний, перетворювач частоти, блок вимірювальний і індикатор. Блок високочастотний розподіляє сигнал від генератора на два канали, в один з яких (вимірювальний) включається досліджуваний 4-хполюсник при вимірюванні комплексного коефіцієнта передачі. При вимірюванні різниці фаз електрична довжина другого (опорного) каналу може бути змінена підключенням з'єднувальних кабелів різних розмірів. Для точного вирівнювання електричних довжин каналів в вимірювальний канал включається лінія змінної довжини, що особливо важливо при метрологічній повірці по фазі. Сигнали з виходу ВЧ блоку поступають на вимірювальний і

опорний канали перетворювача частоти, виконаного на базі стробоскопічних змішувачів.

Вимірювальний блок виконаний у вигляді блокової базової конструкції. Індикатор – стрілочний, вставний блок. Сигнал, що пройшов відліковий аттенюатор, надходить на лінійний амплітудний детектор, два інших – на вимірювач різниці фаз, виконаний на основі перетворення фазового зсуву в тимчасовий інтервал. Для точного відліку фазового зсуву в схему включено компенсуючий фазообертач. Відлік параметрів може здійснюватися по стрілочному індикатору або по аналоговим сигналам (50 мВ/дБ, 10 мВ/град). Аналогічно сигнали можуть надходити далі на зовнішній пристрій фіксації, осцилограф або на АЦП.

Прилад ФК2 – 18 має наступні основні технічні характеристики:

- діапазон частот вхідних сигналів, ГГц 0,11 – 12;
- межі вимірювання різниці фаз, 0 – 180;
- відношення модуля передачі, дБ 0 – 60;
- похибка вимірювання фази, в динамічному діапазоні до 40 дБ ($1 + 0,03 + 0,075A_x$), при компенсаційному способі відліку не більше ($3 + 0,075A_x$);
- відношення рівнів в інтервалі 0 – 50 дБ ($0,5 + 0,2A_{\text{шк}} + 0,03A_x$) дБ;
- власна нерівномірність АЧХ не більше 0,5 дБ в смузі 500 МГц і 2,5 до 4 ГГц, не більше 1 дБ і 5 для частот 4 – 12 ГГц;
- потужність сигналу на вході вимірювального каналу перетворювача, Вт, $10^{-3} - 10^{-11}$;
- габаритні розміри вимірювального блоку з індикатором, мм, 488 273 475; – блок ВЧ, 488 133 475;
- маса вимірювального блоку, 25;
- ВЧ блок, кг 12;
- споживана потужність, ВА 80.

Для знаходження КСВ можна використовувати будь-який вираз що є відношенням максимальної до мінімальної амплітуди стоячої хвилі в лінії.

$$K_{CBH} = \frac{U_2}{U_1}, \quad K_{CBT} = \frac{I_2}{I_1}, \quad K_{CB} = \frac{Z_C}{Z_L}, \quad (1.1)$$

де Z_C – хвильовий опір лінії передачі;

Z_L – характеристичний опір навантаження;

$U_1 (I_1)$ – напруга (струм) в купчастості;

$U_2 (I_2)$ – напруга (струм) в вузлі.

$$K_{CB} = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_R}{P_F}}}{1 - \sqrt{\frac{P_R}{P_F}}}, \quad (1.2)$$

де P_R – потужність, відбиття від навантаження;

P_F – потужність, яка падає від джерела енергії на навантаження.

$$K_{CB} = \frac{1 + \frac{U_R}{U_F}}{1 - \frac{U_R}{U_F}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}, \quad (1.3)$$

де U_R, U_F – напруги відбитої і падаючої хвиль;

Γ – модуль коефіцієнта відбиття.

Коли опір навантаження Z_L рівний хвильовому опору лінії передачі, падаюча хвиля повністю поглинається в навантаженні і відбита і стояча хвиля відсутні. КСХ завжди вимірюється на декількох частотах.

У більшості простих і недорогих приладів вимірюваним параметром служать напруга або струм, однак такі прилади дають правильні покази лише

в тих випадках, коли навантаження не дуже реактивне, тобто для малих значень КСХ.

Вимірювачі КСХ, засновані на вимірах потужності, дають результати, які не залежать від довжини лінії. У цьому випадку застосовують ватметри для активної ВЧ потужності. Ватметри підключаються за допомогою спрямованих розгалужувачів, що виділяють потужності падаючої і відбитої хвиль.

Опір випромінювання антени можна вимірювати за допомогою моста опорів, одночасно обчислюючи КСХ.

Система автоматизованого вимірювача має суттєві переваги у швидкодії, зручності і точності [3] вимірювань перед неавтоматической системою. Автоматичні вимірювачі здатні виробляти точні вимірювання характеристик досліджуваних приладів без системних помилок, властивих вимірювальної апаратури, накопичувати результати і проводити їх статистичну обробку, представляти їх фактично в будь-якій математичній формі зручній для оператора.

Дані вимірювань можуть бути безпосередньо представлені в процесі автоматизованої системивимірювання. На противагу розглянутим раніше приладам, у яких точність вимірювань підвищується за рахунок поліпшення якості всього вимірювального обладнання, автоматичний вимірювач може використовувати недосконалу ВЧ апаратуру і відповідним чином коригувати результати вимірювань. Процесу вимірювання в автоматичних вимірювачах передуює процес калібрування (по калібрувальних еталонах), при якому визначаються калібрувальні константи вимірювального обладнання і обчислюються системні похибки. В автоматичних вимірах ці константи запам'ятовуються (можуть заноситися в ПЗП) і потім використовуються для коригування результатів за допомогою вбудованих мікропроцесорів.

Автоматичний вимірювач вимірює коефіцієнт відбиття і зворотне загасання падаючого сигналу від генератора для 2-х полюсника, як показано на рисунку 1.2.

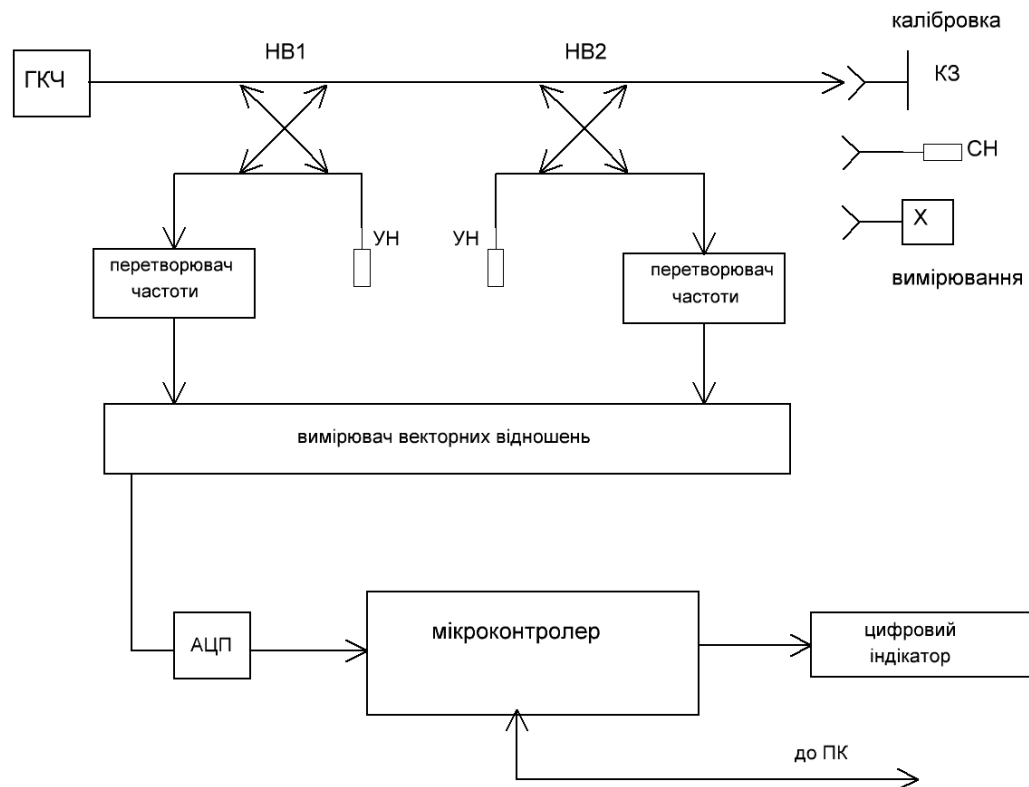


Рисунок 1.2 – Структурна схема автоматизованого вимірювача Γ_x

НВ 1 і НВ2 виділяють прямий та відбитий сигнали, які далі надходять на перетворювачі частот. Опорний прямий канал має переважну потужність падаючої хвилі, а вимірювальний канал – потужність відбитої хвилі. На вимірювальний ВЧ блок сигнал надходить від генератора з хитаючою частотою (ГХЧ), який керується МК. Підключення еталонів також може бути автоматичним за допомогою ВЧ перемикача, керованого МК. Індикація про амплітуду і фазу перетворюється в цифрову форму за допомогою 2-х канального АЦП і потім надходить на вхід МК.

Крім того в МК зберігається частотна залежність власних похибок системи (визначених на етапі калібрування) та виконується необхідна математична обробка по коригуванню вихідної інформації.

Дана система автоматизованого вимірювання коефіцієнта відбиття працює наступним чином. Спочатку МК встановлює в ГХЧ необхідну сітку частот і направляє сигнал на еталони (цикл калібрування), за відомими

характеристиками еталонних навантажень обчислюються калібрувальні константи системи та направляються в ПЗП. Потім вимірювальний блок перемикається в цикл вимірювання, при цьому ГХЧ повторює обрану сітку частот, вимірюються амплітуда і фаза відбитого сигналу щодо сигналу опорного каналу, виробляється нормування сигналів і перетворення їх в цифрову форму. Отримані дані вимірювань коригуються відповідно до вже відомими калібрувальними константами, обчислюються системні похибки і потім вихідна інформація відтворюється в зручній формі (графік, таблиці) на екрані дисплея. Корекція похибок є дуже важливою особливістю системи автоматизованого вимірювання або контролю параметрів антени. В результаті точність вихідної інформації залежить від точності еталонів, а не точності застосовуваних вузлів вимірювального блоку.

Антенна на практиці завжди, приєднується до пристроїв за допомогою з'єднувальних ліній кінцевої довжини, а в деяких випадках застосовуються перехідники з лінії передачі одного типу до іншого. Тому фактичні виміри проводяться щодо деякої відлікової площини, безпосереднє закінчення вимірювального каналу, фізично віддаленого від досліджуваного 2-х полюсника або антени. В цьому випадку досліджуваний прилад можна вважати складовою частиною з'єднувального блоку, який встановлюється між вимірювачем і досліджуваним приладом, як показано на рисунку 1.3,а.

Для точного визначення Γ_x в площині досліджуваного приладу необхідно точно визначити характеристики з'єднувального блоку. Складність отримання цих характеристик залежить від того, для дослідження яких приладів призначений вимірювач двухполюсників, чотиріполюсників або багатополіусників. Зазвичай електричні характеристики з'єднувального блоку визначаються за допомогою ряду вимірювань з еталонними елементами з відомими параметрами. Коли електричні властивості з'єднувального блоку визначені, характеристики досліджуваного приладу можуть бути розраховані по вимірним даним у відлікової площині.

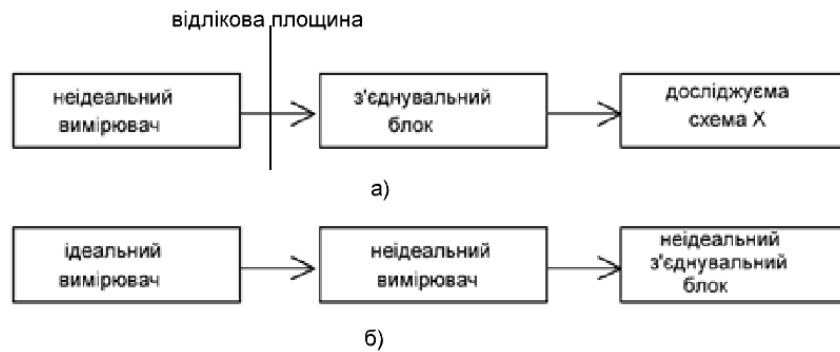


Рисунок 1.3 – Структурна схема автоматизованого вимірювача Γ_X

Процедура корекції похибок, викликаних впливом з'єднувального блоку, збігається з процедурою компенсації системних помилок вимірювача в цілому. Неідеальність вимірювача можна розглядати як з'єднання «ідеального» вимірювача і неідеального вимірювального блоку, як показано на рисунку 1.3,б.

Для визначення характеристик неідеальних систем («блоку помилок») потрібно деякі зразкові заходи, еталони, для ліній передачі, використовуваних в вимірювальній системі. До таких стандартів належать короткозамикачі, узгоджене навантаження, відрізок регулярної лінії, розомкнута лінія. Для вимірювачів на мікросмужкових лініях виготовлення еталонних навантажень пов'язане з деякими технологічними труднощами. У цих випадках калібрування виконується з використанням еталонів, виконаних на інших лініях передачі, таких, як коаксіальні з відповідними коаксіально-смушковими перехідниками. Отримані при цьому характеристики з'єднувального блоку, містять в собі характеристики перехідників. Проблеми і завдання калібрування, корекції і вимірювання легко вирішуються за допомогою методів теорії графів [3].

Згідно рисунку 1.4, 2-х полюсник підключен до вимірювального плеча вимірювача, він характеризується коефіцієнтом відбиття Γ_X .

На рисунку 1.4. показано орієнтований граф, відповідний цієї нагоді.

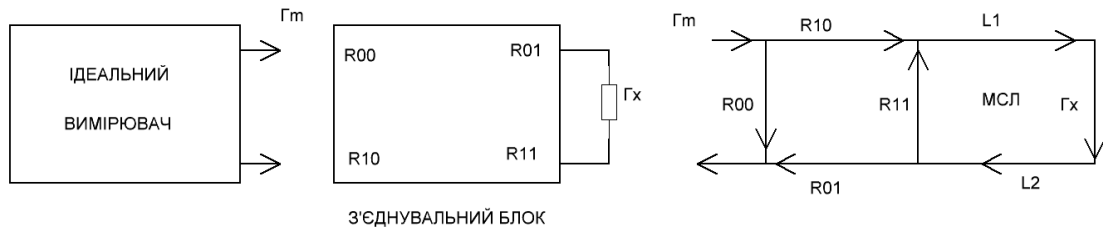


Рисунок 1.4 – Орієнтований граф вимірювача Γ_x двухполюсника

Параметри R_{00} , R_{01} , R_{10} , R_{11} – параметри розсіювання еквівалентного з'єднувального блоку, відповідні похибкам системи.

Основні джерела похибок системи:

- R_{00} – похибка спрямованості ответвителей і кінцева розв'язка між вимірювальними і опорним каналом;
- R_{10} , R_{01} – коефіцієнти передачі, їх зміни і зв'язку опорного і вимірювального каналів перетворювачів частоти;
- R_{11} – коефіцієнт неузгодженості з'єднувачів, перехідників і внутрішніх навантажень;
- Θ_1 – електрична довжина з'єднувальних ліній.

Як видно з орієнтованого графа, рисунок 1.6, б, виміряний коефіцієнт відображення Γ_m виражається через Γ_x і r – параметри наступним чином:

$$\Gamma_m = r_{00} + \frac{r_{10} \cdot r_{01} \cdot 2 \cdot \Theta_1 \cdot \Gamma_x}{1 - r_{11} \cdot \Gamma_x} \quad (1.4)$$

Параметри r_{00} , r_{11} і добуток $r_{10} \cdot r_{01} \cdot 2 \cdot \Theta_1$ можна визначити вимірявши коефіцієнти відбиття трьох різних еталонних компонентів з точно відомими коефіцієнтами відбиття $\Gamma_{н1}$. Якщо Γ_{mi} ($i = 1, 2, 3$) при вимірних значеннях коефіцієнта відбиття, що відповідають трьом різним коефіцієнтам відбиття від еталонів навантаження $\Gamma_{нi}$, відповідно отримано, то маємо такі рівняння:

$$\Gamma_{mi} = r_{00} + \frac{r_{10} \cdot r_{01} \cdot 2 \cdot \Theta_1 \cdot \Gamma_{HI}}{1 - r_{11} \cdot \Gamma_{HI}}, \quad (1.5)$$

Рівняння (1.5) являє собою три лінійних рівняння щодо r_{00} r_{01} r_{10} r_{11} , вирішуючи спільно ці рівняння отримаємо:

$$\Delta r = \frac{\Gamma_{m1} \cdot \Gamma_{H1} \cdot (\Gamma_{m2} - \Gamma_{m3}) + \Gamma_{m2} \cdot \Gamma_{H2} \cdot (\Gamma_{m3} - \Gamma_{m1}) + \Gamma_{m3} \cdot \Gamma_{H3} \cdot (\Gamma_{m1} - \Gamma_{m2})}{N},$$

$$r_{11} = \frac{\Gamma_{H1} \cdot (\Gamma_{m2} - \Gamma_{m3}) + \Gamma_{H2} \cdot (\Gamma_{m3} - \Gamma_{m1}) + \Gamma_{H3} \cdot (\Gamma_{m1} - \Gamma_{m2})}{N}, \quad (1.6)$$

де

$$N = \Gamma_{H2} \cdot \Gamma_{H3} \cdot (\Gamma_{m2} - \Gamma_{m3}) + \Gamma_{H3} \cdot \Gamma_{H1} \cdot (\Gamma_{m3} - \Gamma_{m1}) + \Gamma_{H1} \cdot \Gamma_{H2} \cdot (\Gamma_{m1} - \Gamma_{m2}),$$

$$\Delta r = r_{00} \cdot r_{11} - r_{01} \cdot r_{10},$$

$$r_{01} \cdot r_{10} = r_{00} \cdot r_{11} - \Delta r.$$

Вибір еталонних відображають навантажень Γ_{Hn} залежить від точності виготовлення, типу лінії передачі і обмежень при розміщенні їх в вимірювальній системі. Найбільш бажаними є такі еталонні компоненти: короткозамикач ($\Gamma_H = -1$), розомкнута лінія ($\Gamma_H = 1$), узгоджене навантаження ($\Gamma_H = 0$). За допомогою високоякісної узгодженої навантаження можна відразу безпосередньо отримати параметр $r_{00} = \Gamma_m$.

Тепер, коли параметри r_{00} , r_{01} , r_{10} r_{11} визначено, шуканий коефіцієнт відбиття двохполюсника Γ_x може бути знайдений за вимірним значенням, виходячи з вихідного рівняння (1.7):

$$\Gamma_x = \frac{\Gamma_m - r_{00}}{r_{00} \cdot r_{01} \cdot 2 \cdot \Theta_1 + r_{11} \cdot (\Gamma_m - r_{00})}, \quad (1.7)$$

Іноді каскадне з'єднання окремих елементів описується Z-параметрами і в цьому випадку формули, відповідні виразами (1.4) і (1.5) приймають такий вигляд:

$$Z_x = \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{11} + Z_m} - Z_{22}, Z_{mi} = Z_{11} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22} + Z_{Hi}}, \quad (1.8)$$

де Z_m – імпеданс вимірюваний на вході з'єднувального блоку;

Z_{Hi} – імпеданс еталонного компонента, використовуваного для визначення характеристик з'єднувального блоку;

Z_x – вхідний імпеданс досліджуваного приладу;

$Z_{11}, Z_{12}, Z_{21}, Z_{22}$ – параметри з'єднувального блоку.

Z-параметри налогічні параметрам $r_{00}, r_{01}, r_{10} \cdot r_{11}$ на рис. 1.5.

Для визначення S-параметрів перехідників або з'єднувачів необхідна схема тестового пристрою з двома ідентичними з'єднаннями, розділених відрізком регулярної лінії заданої довжини.

Вимірювання проводиться в тракці лінії А (коаксіальна), для якої є високоякісні еталони. Параметри $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ є невідомими S-параметрами перехідників (коаксіально-смужкові переходи), відрізок Z0, β з параметрами лінії В (довга лінія), яка є вихідною лінією для 2-х полюсника.

Коефіцієнт відбиття для кожного плеча виражається рівнянням:

$$\Gamma = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot S_{22} \cdot e^{-2j\beta e}}{1 - S_{22}^2 \cdot e^{-2j\beta e}}. \quad (1.9)$$

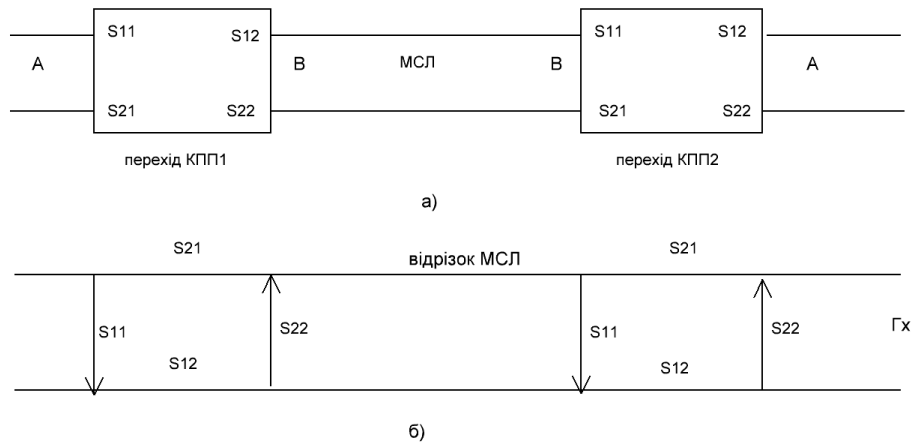


Рисунок 1.5 – Схема тестового пристрою і орієнтований граф для визначення характеристик з'єднувачів (перехідників)

Коефіцієнт передачі між плечима розглянутої схеми також виражається рівнянням, виходячи з графа схеми:

$$\tau = \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot e^{-j\beta \cdot l}}{1 - S_{22}^2 \cdot e^{-2j\beta \cdot l}}. \quad (1.10)$$

Коефіцієнти Γ і τ вимірюються вимірювачем для декількох тестових пристроїв з відрізками сполучених ліній різних довжин, не кратних один одному l_1 і l_2 . Тоді в першому наближенні, коли $|S_{22}| \ll 1$, вирази 3.18 і 3.19 спрощуються і S-параметри виражаються наступними виразами:

$$S_{12} \cdot S_{21} = \tau \cdot e^{j\beta \cdot l_1}, \quad S_{11} = \frac{\Gamma_1 \cdot e^{-2j\beta \cdot l_2} - \Gamma_2 \cdot e^{-2j\beta \cdot l_1}}{e^{-2j\beta \cdot l_2} - e^{-2j\beta \cdot l_1}},$$

$$S_{22} = \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{S_{12} \cdot S_{21} \cdot (e^{-2j\beta \cdot l_2} - e^{-2j\beta \cdot l_1})}. \quad (1.11)$$

Для отримання високої точності довжини ліній l_1 і l_2 повинні відрізнятися на чверть довжини хвилі.

Після того як визначені значення S -параметрів з'єднувачів, їх вплив на кінцеві результати вимірювань можна виключити за допомогою методу десегментації.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ

Структурна схема аналізатора складена на підставі рекомендацій, викладених в розділі 1 і схема вимірювача є повним аналогом схеми, наведеної на рисунку 1.2.

Проектований вимірювач має наступні функціональні особливості:

- графічне відображення КСХ в одному діапазоні 100 МГц – 3000МГц;
- компактність і автономне живлення від батарей;
- цифрова індикація значення КСХ на центральній і пікової частотах графіка;
- автоматичний вибір масштабу градієнта для кращій дозвільної здатності дисплея;
- відображення графіка зворотнього загасання в дБ;
- введення з клавіатури параметрів частотного діапазону;
- функція зниженого енергоспоживання;
- автоматичне калібрування;
- послідовний інтерфейс USB-2 дозволяє здійснювати дистанційне управління, відображення і збереження інформації на зовнішній ПЕОМ;
- вбудований бипер забезпечує аудіо ідентифікацію величин КСХ;
- вимір робочої смуги частот антени на рівні заданого значення КСХ (1,5: 1, 2: 1).

2.1 Опис структурної схеми

Структурна схема вимірювача приведена на рисунку 2.1. Основним пристроєм, що забезпечує обробку інформації, управління і контроль за роботою більшості ланцюгів вимірювача, виконує однокристальний програмований мікроконтролер типу PIC16F1508 (МК). Клавіатура КЕУ призначена для формування сигналів управління режимами роботи синтезатора частот і мікроконтролера. Матричний дисплей ДИСП призначен

для виводу графічної інформації на екран, у вигляді частотної залежності КСХ.

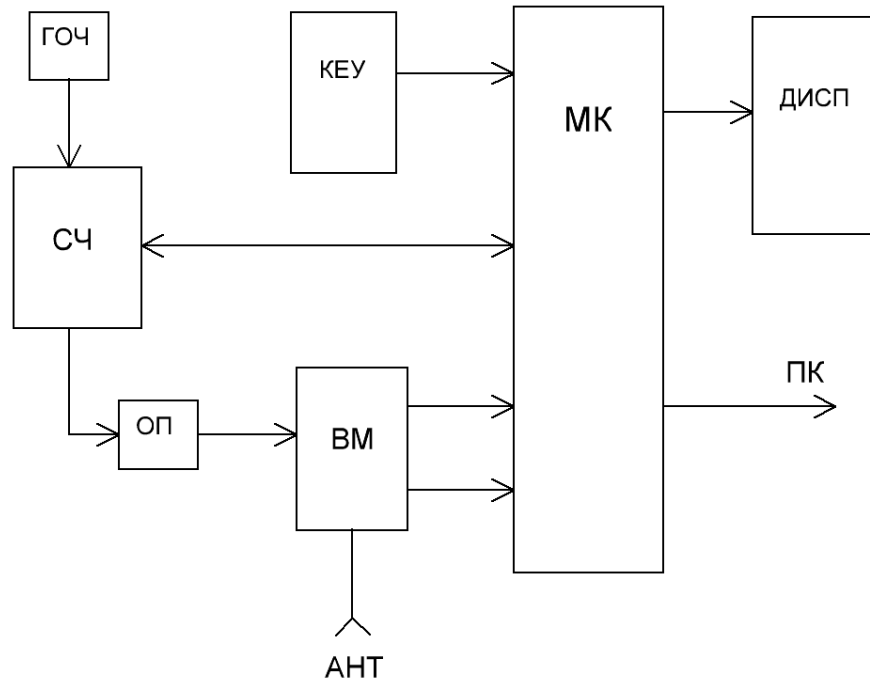


Рисунок 2.1 – Структурна схема антенного вимірювача КСХ

Команди управління режимами роботи з клавіатури (KEYPAD) 2x8 подаються на виводи порта P 0. Результати вимірювань і аналізу надходять на ЖКІ дисплей, також через порт P 0 і порт P 3. МК управляє мікросхемою синтезатора частот (ФАПЧ) по троїчній шині SPI і контролює станом петлі ФАПЧ за допомогою буферного каскаду. Для перекриття дуже широкого діапазону заданих частот застосовується мікросхема надширокопосмугового синтезатора частот СЧ типу MAX2870, який має у своїй структурі 4 ГКН (G 1, G 2, G 3, G 4), котрі перекривають діапазон від 23 МГц до 6000 МГц. Їх перебудова здійснюється автоматично. Перестроювання СЧ здійснюється варикапними матрицями, на які надходить напруга перестроювання по петлі зворотнього зв'язку ФАПЧ, формована синтезатором частот через ФНЧ. Комутація гунов, відповідних буферних каскадів і ФНЧ здійснюється по командам МК (HI, MID, LO), які формувались електронним комутатором

під дією керуючого генератора опорної частоти ГОЧ. Далі сигнали поступають через широкосмуговий підсилювач на вимірювальний мост ВМ який виконує роль датчика КСХ, що складається з прецизійних резисторів і вихідного опору антени (R_{ANT}), яка підключається до гнізда «Вхід антени». Мостовий вимірювальний датчик виробляє поділ сигналів, пропорційних падаючої і відбитої хвиль. Сигнали детектуються діодними детекторами, фільтруються і поступають на підсилювачі (ОП), де є ланцюги компенсації нелінійності випрямляючих діодів у малосигнальної області, що істотно підвищує чутливість КСХ-моста. «Пряма» і «відбита» напруги після ОП надходять на входи двоканального АЦП, де відбувається аналого-цифрове перетворення напруги і потім цифровий сигнал в послідовному коді надходить на МК для обчислення КСХ і зворотнього загасання.

Для зменшення впливу внутрішніх та зовнішніх шумів, особливо відчутливих при малих значеннях КСХ, вимірювач виробляє 10 вимірювань (пробних) КСХ з часовим проміжком між ними близько 500-600 мкс і визначається середнє значення вимірюваного параметра, а потім робиться побудування усередненого графіка.

Звуковий сигнал біпера формується МК і після підсилювача подається на п'єзоелектричну головку, що свідчить про перевищення меж контрольованого параметра. Обмін даними із зовнішнім ПВМ організований за допомогою мікросхеми послідовного інтерфейсу SPI.

Для спостереження за розрядом батарей живлення служить сторожовий таймер, який формує також початковий імпульс скидання.

2.2 Вибір елементної бази

На вибір елементної бази вимірювача вирішальну роль відіграють масогабаритні характеристики. Отже застосуємо мікросхеми з максимальним ступенем інтеграції в одному корпусі і мінімальними струмами живлення.

Цілий ряд сучасних мікроконтролерів відповідають таким вимогам. Розробка приладів з їх застосуванням не вимагає великих матеріальних витрат і спеціального обладнання і може бути виконана досить швидко і принести хороші комерційні результати. Серед усього різноманіття типів МК, що випускаються в світі мікроконтролерів, зупинимо увагу на МК фірм Atmel і Microchip, що відрізняються високою надійністю, гнучкою структурою, достатнім набором команд і наявністю перепрограммируемой пам'яті програм на кристалі (Flash).

Відповідними типами МК є мікроконтролери серії AT87, AT89, AT90, причому в серії AT90 є МК з вбудованими АЦП, однак вони відрізняються значною вартістю 10 – 20 \$, а МК фірми Microchip більш нищу ціну 2 – 3 \$.

Застосуємо МК серії PIC16F, що мають значну масу отрабованого спеціального програмного забезпечення самого різного призначення. Типовим представником цієї серії є МК типу PIC16F1508, відлічається низькою вартістю, малим струмом живлення, високою швидкодією і достатньою кількістю команд.

З двоканальним 10-бітним АЦП (внутрішнім) цей МК може забезпечити схемотехнічне рішення системи високопродуктивної обробки аналогових сигналів.

МК типу PIC16F1508 має наступні технічні характеристики:

- обсяг перепрограммируемой пам'яті програм 4 кбайт;
- діапазон робочих частот 0-20 МГц;
- восьмизарядний процесор, оптимізований для додатків управління;
- трьохрівневий стек;
- вбудована оперативна пам'ять даних з організацією 256 x 8;
- 18 програмовані, двонаправлені і індивідуально адресовані лінії введення – виведення інформації;
- три 8-бітних таймерів-лічильників;
- обробка 8-и джерел переривань;
- програмований послідовний інтерфейс MSSP;

– економічні режими роботи, IDLE і POWER DOWN .

Для контролю за напругою живлення застосован модуль супервізора, що також виконує роль сторожового таймера. При зменшенні E_{Π} нижче 4 В, таймер виробляє скидання і перезапуск програми зі збереженням даних.

Для забезпечення економії споживаної енергії, МК має два програмно керованих режими роботи зі зниженою потужністю. У режимі IDLE процесор вимкнений, а ОЗУ і вбудовані периферійні пристрої продовжують функціонувати. В цьому режимі споживання струму зменшується приблизно на 15% від повного споживання. У режимі POWER DOWN всі пристрої МК вимкнені, однак дані в ОЗП продовжують зберігатися. В цьому режимі типове споживання МК становить близько 20 нА. Крім того МК розроблені із застосуванням статичної логіки, яка не вимагає постпроначення синхронізації. Тому частота тактового генератора може бути зменшена або ж він може бути зупинений в очікуванні події, що вимагає обробки даних.

МК має окремі адресні простори для пам'яті програми і даних. Це дозволяє звертатися до пам'яті даних 8-бітними адресами, чим забезпечується швидкість операцій, що виконуються з пам'яттю 8-розрядних процесорів. Разом з тим за допомогою регістра DPTR може бути згенеровано 16-бітову адресу даних тобто може бути адресовано до 64 кбайт зовнішньої пам'яті, для якої контролер генерує сигнали читання RD і запису і WR. Для пам'яті програми забезпечується тільки читання. Для читання зовнішній пам'яті програм контролер генерує сигнал PSEN. Зовнішня пам'ять програм і даних може бути об'єднані за допомогою схеми логічного множення (І) сигналів контролера RD і PSEN.

Після процедури скидання виконання програми починається з адреси 0000H. З адреси 0003H розташовуються блоки обробки переривань, займаючи осередки по 8 байтів. Процедури обробки переривань більшого розміру (більше 8 байт) розміщуються в інших областях пам'яті програми, а управління передається їм з блоків обробки переривань командами безумовного переходу. Якщо переривання в програмі не використовуються

зарезервовані адреси під блоки обробки переривань, можуть бути зайняті кодами програми. Нижня адреса пам'яті програми можуть адресувати як вбудовану Flash – пам'ять, так і зовнішню пам'ять, в залежності від того який логічний рівень присутній на виводу управління зовнішнім доступом ЕА.В нижніх 128 байтах внутрішньої пам'яті перші 32 байта зайняті чотирма банками по 8 регістрів, що адресуються командами програми як R 0 ... R 7. Вибір банку, в якому знаходяться регістри, забезпечується встановленням відповідного поєднання двох бітів в слові стану програми (STATUS). Така архітектура дозволяє більш ефективно використовувати адресний простір, тому що команди звернення до регістрів коротше команд прямої адресації пам'яті. Наступні 16 байт після регістрів утворюють блок бітової адресації. Система команд МК включає широкі набір команд бітової адресації, які можуть безпосередньо адресувати 128 бітів в цій області. Адресовані біти мають адреси 00H – 7 F H.

Всі нижні 128 байт можуть адресуватися прямим і непрямим методами адресації. До верхніх 128 байтам, доступним тільки в контролерах з об'ємом пам'яті 256 байт можна звертатися тільки з застосуванням непрямої адресації. Простір SFR включає порти введення-виведення, регістри таймерів, регістра управління периферійними пристроями. Ця область може адресуватися тільки прямою адресацією. 16 адрес в просторі SFR може адресувати і побайтно, і поразрядно. Адреси разрядно адресованих регістрів закінчуються трьома нулями і мають значення від 80 H до FF H.

Система команд МК (49 команд) оптимізована для 8-розрядних додатків управління, забезпечуючи ряд швидких способів адресації до внутрішнього ОЗП.

Слово стану програми (STATUS) містить біти стану процесора і розміщуються в просторі SFR. Слово стану програми містить біт перенесення АС, біти вибору банку RS 0, RS 1, прапор переповнення OV , біта до н троля по парності P і двох визначених користувачем прапорів стану.

МК має команди прямої і непрямой адресації, реєстрові команди і спеціальні команди для регістрів. В останньому випадку код команди безпосередньо вказує на регістр, з яким буде проводитися операція. При прямої адресації операнд визначено 8-розрядним полем адреси в команді. Цим методом можна адресуватися тільки внутрішня пам'ять і простір регістрів SFR. При непрямой адресації в команді вказано регістр, який утримає адресу операнда. Таким способом може адресуватися як внутрішня, так і зовнішня оперативна пам'ять. Як регістру адресу для 8-розрядних адрес можуть бути або покажчик стека або регістри R 0, R 1 обраного банку. Регістр адреси для 16-розрядних адрес може бути тільки 16-розрядний регістр покажчика даних DTPR. До банків регістрів, які містять регістри R 0 – R 7, можна звертатися командами, коди яких включають трьох розрядну специфікацію регістра при цьому в команді відсутній байт адреси. Банк, в якому поточною командою адресується регістр, вибирається відповідною установкою двох бітів в слові стану програми STATUS.

Значення константи може слідувати за кодом операції в пам'яті програми. До пам'яті програми можна звертатися тільки за допомогою індексної адресації. 16-розрядний базовий регістр (лічильник команд PC) вказує на початок поточної команди.

МК має вісім векторів переривань: два зовнішніх за сигналами INT0 і INT1, три переривання по внутрішнім таймерам (T0, T1, T2), один вектор переривання по послідовному порту і переривання по сигналу EA. Переривання по кожному з джерел може бути індивідуально дозволено або заборонено шляхом встановлення або скидання відповідних бітів в регістрі дозволу переривань IE, розташованого в просторі SFR. В процесі виконання програми стан прапорів переривань зчитуються в п'ятому стані машинного циклу і опитуються в наступних циклах. Для кожного джерела може бути запрограмований один з двох рівнів пріоритету, шляхом встановлення або скидання відповідного біта в регістрі пріоритетів переривань IP, також розташованого в просторі SFR. Виконання процедури високопріоритетного

переривання не може бути перервано ніяким перериванням. Якщо одночасно надійшло два запити на переривання з різними рівнями, то спочатку виконується процедура високопріоритетного переривання. При надходженні запитів на переривання з однаковими рівнями порядок виконання процедур обробки переривання визначається внутрішньої структурою опитування. В процесі обробки переривання апаратно згенерована процедура LCALL, яка розміщає вміст лічильника команд PC в стек і завантажений ает початковим адресою відповідного блоку обробки переривання. Крім даних лічильника команд автоматично в стеці не зберігаються ніякі інші регістри. За збереження інших необхідних регістрів відповідає програмний продукт. У ряді випадків це дозволяє скоротити час обробки переривання. У підсумку, більшість функцій обробки переривань, які є типовими в додатках управління – перемикання, виведення порту, перезавантаження таймера / лічильника, читання буфера послідовного порту, формування керуючого слова, може бути завершено швидше, ніж це передбачено в інших архітектурах МК. Деякі додатки вимагають більше двох рівнів пріоритетності переривань, що забезпечується апаратними засобами МК.

Послідовний порт МК – повнодуплексний з буфером приймача. Доступ до регістрів приймача і передавача здійснюється через регістр SBUF в просторі SFR. При виконанні запису в цей регістр необхідно завантажувати регістр передачі читання, що забезпечує доступ до регістру прийому.

При тактовій частоті МК 20 МГц в залежності від встановленого режиму послідовний порт забезпечує швидкість обміну до 1 Мбод/с. Однак для забезпечення стандартних швидкостей обміну 1200-19200 бод необхідно мати тактову частоту МК 11,059 МГц, при цьому для отримання необхідної швидкості використовується один з таймерів.

Перехід в режими зі зниженим споживанням по живленню забезпечивається встановленням відповідних бітів в регістрі PCON простору SFR. Для режиму IDLE (IDL = 1) ГТІ працює, забезпечується робота периферійних пристроїв МК зупиняється в очікуванні переривання. У режимі

POWER DOWN (PD = 1), зупиняється ГТІ, вміст вбудованої пам'яті і регістрів SFR зберігається. Вихід зі стану POWER DOWN можливий тільки при виконанні апаратного скидання. При скиданні переініціалізуються всі регістри SFR, однак вміст внутрішньої пам'яті даних зберігається. Апаратне скидання також запускає ГТІ. На час перебування в цьому режимі напругу живлення може бути знижено до 2 В. Для стабілізації роботи ГТІ тривалість сигналу скидання повинна бути достатньою (<10мс).

Короткі технічні характеристики серії PIC16F представлені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Склад сімейства МКPIC16F

Device	Data Sheet Index	Program Memory Flash (words)	Data SRAM (bytes)	I/O's ⁽¹⁾	10-bit ADC (ch)	Comparators	DAC	Timers (8/16-bit)	PWM	EUSART	MSSP	CWG	CLC	NCO	ICD	XLP
PIC12(L)F1501	(1)	1024	64	6	4	1	1	2/1	4	—	—	1	2	1	—	—
PIC16(L)F1503	(2)	2048	128	12	8	2	1	2/1	4	—	1	1	2	1	—	—
PIC16(L)F1507	(3)	2048	128	18	12	—	—	2/1	4	—	—	1	2	1	—	—
PIC16(L)F1508	(4)	4096	256	18	12	2	1	2/1	4	1	1	1	4	1	Y	Y
PIC16(L)F1509	(4)	8192	512	18	12	2	1	2/1	4	1	1	1	4	1	Y	Y

Якщо мікроконтролерів та мікропроцесорів випускається безліч типів, то надширококустових синтезаторів частот здібних робити в багатооктавній області частот випускається не так багато.

Серед мікросхем СЧ найбільш переважними є сімейства TRF 2050, VC 145181, VC 145192, MC 145220, ADF 4110, ADF 4213, UDA 1014 – UMA 1018, MAX 2780.

Короткі основні характеристики мікросхем, що випускаються провідними фірмами, представлений в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Характеристики ІМС синтезатора

Тип СЧ	канал	діапазон синтезируємих частот, ГГц	опорна частота	коефіцієнт ділення		
				R	N _I	N _F
фірма Analog Device						
ADF4111	1	0.1 1.2	0 150	1 16383	8-9, 16-17	1-65
ADF4113	1	0.2 3.7	0 150	1 16383	64-65	
ADF4210	1	0.025 0.55	0 150	1 16383	8-9, 16-17	1-65
ADF4212	2	0.1 3.0	0 150	1 16383	32-33	
ADF4213	2	0.1 2.5	0 150		64-65	1-127
фірма Texas Instruments						
TRF2050	1	<1.2	<40	4 4095	31 8191	1-16
	2	0.125		4 4095	0 31	0-15
TRF3040	1	<2.0	15 25	1, 2, 4.8	0 31	1-16
	2	<0.2	15 25		7 1023	0-15
фірма Motorola						
MC145181	2	0.1 0.55	9 80	20 32767	7 8191	1-16
MC 145192	1		9 80		5 8191	1-63
MC145220	2		9 80		152 65535	1-31
MC145230	2	0.5 2.2	9 80	20 32767	992 262143	1-31
фірма Philips						
UMA1014T	1	0.05 1.1	3 16	1920	2048	262143
UMA1018	1	0.05 1.25	3 40	8 2047	512 131071	512-131070
	2	0.02 0.3			64 16383	64-16383
UMA1020T	1	1.7 2.4	3 40	8 2047	512 131071	512-131071
	2	0.02 0.3			64 16383	64-16383

У синтезаторах частот є можливість їх швидкої перебудови, реалізуємої програмним способом, що дуже важливо для перебудови вимірювальних генераторів. Частоти вихідних сигналів СЧ визначаються стабільною частотою опорного генератора і програмованими дробовими коефіцієнтами множення / ділення частоти в синтезаторі. Синтезатори MC145xxx мають подільники R з дробовими коефіцієнтами розподілу, що дозволяє отримати мінімальне значення сітки частот.

Застосування подільників типу «Fractional – N» дає синтезаторам перевагу в порівнянні з застосуванням дільників типу «Integer – N», тому що необхідне значення $f_{\text{син}}$ можна отримати, при меншій величині N_f . Крім того, при більшій величині N_f синтезатор володіє меншим фазовим шумом, модуліруючим синтезований сигнал. Цим умовам задовольняють СЧ фірм Motorola, Maxim і Philips, але останні вигідно відрізняються ціновими характеристиками.

У модельному асортименті напівпровідникових компонентів компанії MaximIntegrated сьогодні представлені три мікросхеми надширокосмугових синтезаторів частоти з фазовим автопідстроюванням (ФАПЧ). Всі вони використовують механізм синтезу на основі автогенераторів з ФАПЧ. Вихідна частота задається ГКН і стабілізується низькочастотним опорним генератором.

Мікросхеми Maxim Integrated (таблиця 2.3) здатні працювати в режимах цілого і дробового ділення частот. У поєднанні з зовнішнім опорним генератором і петльовим фільтром вони є високопродуктивними синтезаторами з чудовими характеристиками за рівнем паразитних і фазових шумів. Областями застосування для синтезаторів частот MaximIntegrated можуть бути: телекомунікаційне обладнання, апаратура бездротового зв'язку, вимірювальні системи, генератори тактових сигналів в радіочастотних пристроях і аналого-цифрові перетворювачі.

Надширокосмуговий MAX2870 з фазовим автопідстроюванням частоти і з інтегрованим ГКН здатним працювати як в цілочисельному, так і в дробовому режимі синтезу частот. У поєднанні з зовнішнім генератором опорних сигналів і зовнішнім фільтром MAX2870 дозволяє створювати високоефективні, малошумливі схеми в діапазоні 23,5 МГц – 6 ГГц.

Таблиця 2.3 – Синтезатори частот MaximIntegratedс ФАПЧ

Найменування	Режим синтезу	Напруга живлення, В	Діапазон частот, МГц		Вихід. потужність, дБм	Діффер. виходи	Рівень шумів, дБм/Гц	Нестабільність ср. квал. др.	Корпус/ виводи	Робоча температура, °С
			Мін.	Макс.						
MAX2870	Fractional / Integer	3,0 ... 3,6	23,5	6000	-4 ... 5	2	-226,4	0,25	TQFN / 32	-40 ... 85
MAX2871	Fractional / Integer	3,0 ... 3,6	23,5	6000	-4 ... 5	2	-229	0,2	TQFN / 32	-40 ... 85
MAX2880	Fractional / Integer	2,8 ... 3,6	250	12400	немає	немає	-229	0,14	TQFN/ 20 TSSOP/16	-40 ... 85

Генерація частот в розширеному діапазоні забезпечується за допомогою декількох інтегрованих ГКН і вихідних подільників з коефіцієнтами 1 – 28. Є два програмно-встановлюваних незалежних один від одного диференціальних виходу, які можуть забезпечити вихідну потужність 4 – 5 дБм. Обидва виходи можуть бути відключені програмним або апаратним способом.

MAX 2870 управляється через 3-провідний послідовний інтерфейс. Мікросхема випускається в мініатюрному, 32-контактному корпусі QFN. Вона здатна працювати в діапазоні температур – 40-85° С.

Функціональна схема MAX 2870 зображена на рисунку 2.2. Основними елементами пристрою є блок інтерфейсу управління і регістрів (SPI AND REGISTERS), кілька лічильників і подільників, кілька ГКН (VCO) і мультиплексорів. Чотири вихідних сигнали (RFOUT_{x_x}) знімаються через комутатори з двох диференціальних підсилювачів. Для настройки синтезується частоти є блок CHARGE PUMP і вхід TUNE.

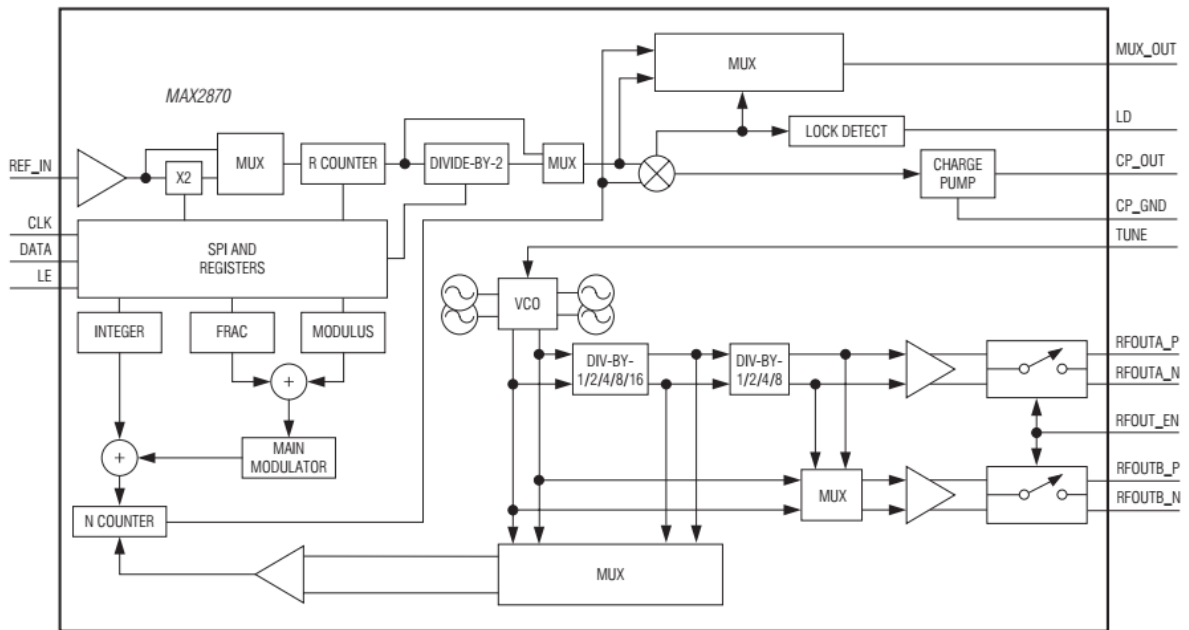


Рисунок 2.2 – Функціональна схема MAX 2870

Для управління MAX 2870 є п'ять 32-розрядних регістрів для запису даних, є один регістр для читання. Старші 29 значущих біт (MSB) призначені для даних, а 3 мдадших біта (LSB) визначають адресу регістру. Дані в регістри завантажуються через послідовний інтерфейс SPI, першими передаються 29 біт MSB. Програмовані регістри мають адреси 0x05, 0x04, 0x03, 0x02, 0x01 і 0x00. На рисунку 2.3 представлена тимчасова діаграма процесу запису через SPI. Після подачі живлення всі регістри повинні бути запрограмовані двічі з мінімальною паузою 20 мс між записами. Перший запис дозволяє переконатися в тому, що пристрій увімкнено, а другий – запускає в роботу ГКН.

MAX 2870 може бути переведений в режим зниженого енергоспоживання після установки SHDN = 1 (регістр 2, біт 5) або при установці низького рівня на виводі CE. Після виходу з режиму зниженого енергоспоживання потрібно, щонайменше, 20 мс, щоб зовнішні конденсатори зарядилися перед програмуванням частоти ГКН.

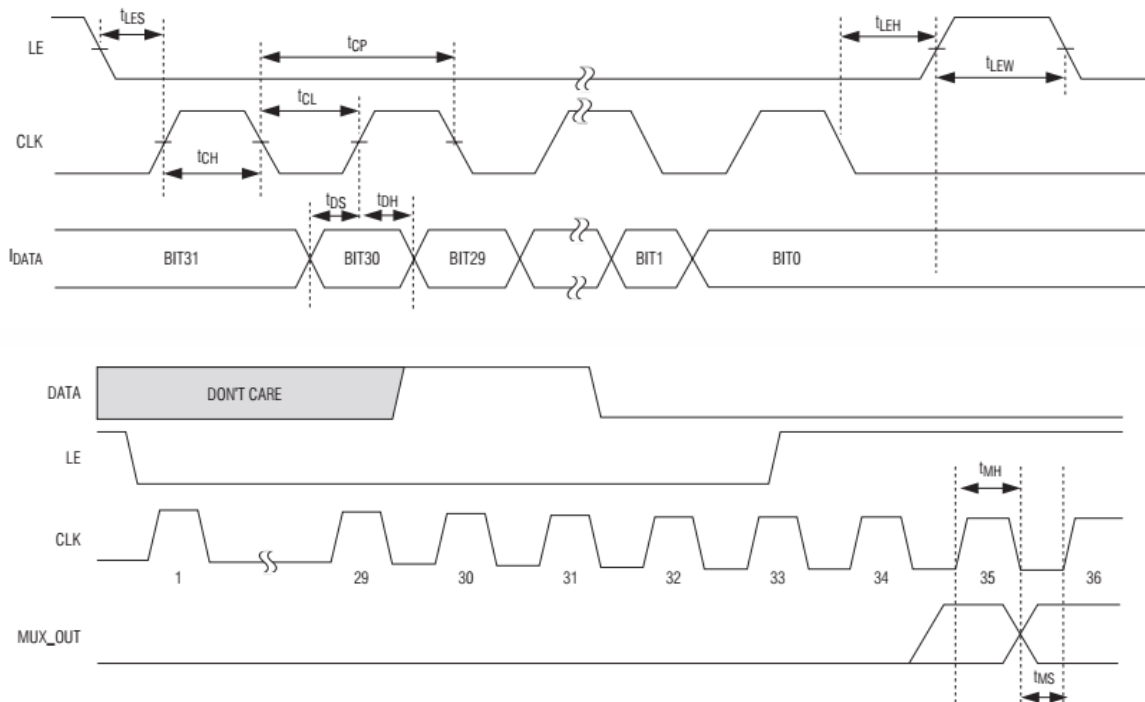


Рисунок 2.3 – Тимчасова діаграма запису через SPI

Вхідна опорна частота надходить через вхід RFIN на інвертуючий буфер і далі через опціональний множник x2 і мультіплексор на дільник R COUNTER, потім через опціональний дільник і мультіплексор доходить до фазового детектора і вихідного мультіплексора. Коли множник x2 активований (DBR = 1), максимальна частота опорного сигналу обмежена 100 МГц. Коли множник відключений, опорна вхідна частота обмежена 200 МГц. Мінімальна опорна частота дорівнює 10 МГц. Мінімальний коефіцієнт ділення R дорівнює 1, а максимальний становить 1023.

Частота фазового детектора визначається наступним чином:

$$f_{\text{PFD}} = f_{\text{REF}} \times \left[\frac{(1 + \text{DBR})}{(R \times (1 + \text{RDIV2}))} \right], \quad (2.1)$$

де f_{REF} – частота вхідного опорного сигналу.

DBR (регістр 2, біт 25) встановлює режим подвоєння вхідної частоти f_{REF} . R·DIV2 (регістр 2, біт 24) встановлює режим поділу f_{REF} на 2. R (регістр 2, біти 23:14) являє собою значення 10-розрядного програмованого лічильника (від 1 до 1023). Максимальне значення f_{PFD} дорівнює 50 МГц для режиму Frac – N і 105 МГц для режиму Int – N. Дільник R може бути обнулений, коли RST (регістр 2, біт 3) дорівнює 1.

Частота ГКН (f_{VCO}), значення N, F і M можуть бути визначені виходячи з необхідної вихідної частоти каналу A ($f_{REFOUTA}$) наступним чином. Встановити значення дільника DIVA можна на основі значень $f_{REFOUTA}$ з таблиці значень DIVA (регістр 4, біти 22 ... 20).

$$f_{VCO} = f_{RFOUTA} \times DIVA. \quad (2.2)$$

Якщо біт FB = 1, (DIVA виключена з зворотного зв'язку ФАПЧ):

$$N + \frac{F}{M} = \frac{f_{VCO}}{f_{PFD}}. \quad (2.3)$$

Якщо біт FB = 0, (DIVA в колі зворотного зв'язку ФАПЧ) і $DIVA \leq 16$:

$$N + (F/M) = (f_{VCO}/f_{PFD})/DIVA. \quad (2.4)$$

Якщо біт FB = 0, (DIVA в колі зворотного зв'язку ФАПЧ) і $DIVA > 16$:

$$N + \frac{F}{M} = \frac{f_{VCO}}{f_{PFD}} \times \frac{1}{16}. \quad (2.5)$$

$$\text{If } BDIV = 1, f_{RFOUTB} = f_{VCO}.$$

Тут N – значення 16-бітного лічильника N (16 – 65535), програмованого через регістр 0, біти 30 – 15. M – значення дрібного модуля (2 – 4095), програмований через біти 14 – 3 регістра 1. F – значення дробового ділення, програмований через біти 14 – 3 регістра 0.

У дробовому (Frac-N) режимі мінімальне значення N одно 19, а максимальне – 4091. Лічильник N скидається, коли RST дорівнює 1 (регістр 2, біт 3). DIVA – установка розподілу виходу RF (0 – 7), програмована через біти 22 – 20 регістра 4. Коефіцієнт розподілу встановлюється як 2^{DIVA} .

Вихідна частота каналу В (f_{RFOUTB}) визначається наступним чином:

Якщо $\text{BDIV} = 0$ (регістр 4, біт 9):

$$f_{\text{RFOUTB}} = f_{\text{RFOUTA}}. \quad (2.6)$$

Якщо $\text{BDIV} = 1$,

$$f_{\text{RFOUTB}} = f_{\text{VCO}}. \quad (2.7)$$

Режим цілочисельного ділення (Int – N) вибирається установкою біта $\text{INT} = 1$ (регістр 0, біт 31). При роботі в цьому режимі також необхідно встановити біт LDF (реєстр 2, біт 8), щоб включити функцію визначення моменту синхронізації (захоплення частоти) в режимі Integer – N.

Режим дрібного ділення (Frac – N) вибирається установкою біта $\text{INT} = 0$ (регістр 0, біт 31). Додатково встановіть біт $\text{LDF} = 0$ (регістр 2, біт 8) для режиму синхронізації Frac – N. Якщо пристрій буде залишатися в режимі Frac – N при значенні дрібного ділення значення $F = 0$, можуть виникнути небажані імпульсні перешкоди. Щоб уникнути цього, можна дозволити автопереключення в режим Integer – N, коли $F = 0$, якщо встановити біт $\text{F01} = 1$ (регістр 5, біт 24). Формування Charge Pump струму заряду для зовнішнього конденсатора визначається значенням резистора, що підключається між

виводом RSET і загальним проводом, і значенням біт CP (регістр 2, біти 12 – 9) наступним чином:

$$I_{CP} = \frac{1,63}{R_{SET}} \times (1 + CP). \quad (2.8)$$

Щоб зменшити нестабільність в режимі Frac – N, встановіть біт лінійності CPL = 1 (регістр 1, біти 30, 29). Для режиму Int-N встановіть CPL = 0. Для зниження шуму в режимі Int – N встановіть біт CPOC = 1 (регістр 1, біт 31), щоб запобігти витoku струму в петлевий фільтр. Для режиму Frac – N встановіть біт CPOC = 0.

Вихід струму заряду може бути переведений в високоімпедансний стан, коли TRI = 1 (регістр 2, біт 4). При TRI = 0 цей вихід в звичайному стані. Полярність сигналу фазового детектора може бути змінена для активного інвертуючого петлевого фільтру. Для неінвертуючого фільтра встановіть PDP = 1 (регістр 2, біт 6). Для інвертуючого фільтра встановіть біт PDP = 0.

MUXOUT – це багатоцільовий тестовий вихід для спостереження за різними внутрішніми операціями синтезатора MAX2870. MUXOUT може бути також налаштований для послідовного виведення даних. Біти MUX (регістр 2, біти 28 – 26) дозволяють вибрати тип сигналу на MUXOUT.

Сигнал Lock detect можна контролювати через вихід LD, встановивши біти LD (регістр 5, біти 23 – 22). Для цифрового визначення синхронізації встановіть LD = 01. Цифрове визначення синхронізації залежить від режиму синтезу. У режимі Frac – N встановіть LDF = 0, а в режимі Int – N встановіть LDF = 1. Можна також встановлювати точність цифрового визначення синхронізації відповідно до таблиць 2.1 і 2.2.

Аналогове визначення синхронізації може бути використано з установкою LD = 10. У цьому режимі LD використовує вихід з відкритим колектором, який вимагає наявності зовнішнього навантажувального

резистора. Точність виходу визначення синхронізації залежить від багатьох факторів. Значення на виході може бути недостовірним протягом процесу автоматичного підключення ГУН. По завершенні цього процесу вихід раніше встановлений не може змінюватися до тих пір, поки не встановиться напруга настройки. Час установки VTUNE залежить від ширини смуги пропускання петлевого фільтру і може бути обчислено з використанням програмного інструменту EE – Sim Simulation.

Мікросхема MAX2870 має режим прискореної синхронізації (Fast-Lock). В цьому режимі CP = 0000 (регістр 2, біти 12 – 9), а до виходу SW підключений шунтовий подільник з двох резисторів з співвідношенням номінальних значень 1/4. Резистор більшого номіналу R2B3/4 підключений між виходом і загальним виводом живлення, а менший резистор R2A – між виводом SW і конденсатором фільтра. Коли CDM = 01 (регістр 3, біти 16 – 15), прискорена синхронізація починає працювати після завершення процесу автоматичне підключення ГКН (VCO).

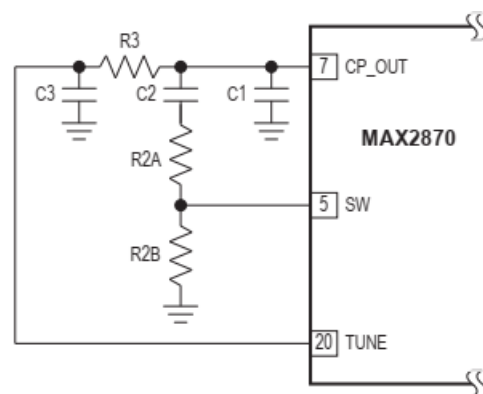


Рисунок 2.4 – Схема петлевого фільтра

У процесі прискореної синхронізації ток зарядки ChargePump збільшується до значення визначається CP = 1111, а співвідношення між резисторами, шунтуючими петлевий фільтр, стає на рівні 1/4 за рахунок переведення в високоімпедансний стан виходу SW. Fast-Lock деактивується

після закінчення встановленого користувачем таймаута. Цей таймаут дорівнює:

$$t_{\text{FAST-LOCK}} = M \times \text{CDIV} / f_{\text{PFD}} \quad (2.9)$$

Тут M – настраюється коефіцієнтом модуля, а CDIV – настраюється на значення подільника. Розробник повинен визначити час настроювання CDIV на основі постійної часу фільтра зворотного зв'язку.

Мікросхема має два диференціальних ВЧ – вихода з відкритими колекторами, які вимагають підключення зовнішніх резисторів по 50 Ом до кожного з виходів. Кожен вихід можна незалежно вмикати або вимикати установкою біта RFA_EN (регістр 4, біт 5) і RFB_EN (регістр 4, біт 8). Обидва виходи також можна контролювати через вивод RFOUT_EN .

Вихідна потужність кожного виходу налаштовується окремо через APWR (регістр 4, біти 4, 3) для RFOUTA і BPWR (регістр 4, біти 7 – 6) для RFOUTB . Можливе налаштування потужності диференціального виходу в діапазоні – 4-5 дБм, з кроком в 3 дБ при роботі на навантаження 50 Ом. Можливе також регулювання в тому ж діапазоні і для несиметричного виходу з подачею живлення через ВЧ-дросьль. Для оптимального вихідного рівня в усьому частотному діапазоні потрібні різні навантажувальні елементи. Якщо використовується несиметричний вихід, використовуваний вихід повинен бути з'єднаний з відповідним навантаженням (таблиця 2.4).

У складі мікросхеми є чотири 16-смугових окремих блоків ГКН, які забезпечують суцільне охоплення частотного діапазону 3–6 ГГц. Для роботи ГКН необхідно вихід зовнішнього фільтра зворотного зв'язку підключити до входу TUNE , керуючому роботою ГКН. Керуюча напруга надходить через фільтр з виходу CP_OUT (рисунок 2.5).

У складі MAX 2870 є 3-бітний АЦП для вибору діапазону настроювання сигналу ГКН. Значення АЦП можуть бути прочитані з регістра 6, біти 22 – 20.

Слід пам'ятати, що сигнал наявності синхронізації (lock detect) може з'являтися в разі, якщо напруга настроювання ГКН знаходиться поза межами відповідного діапазону.

Функція переходу в режим автоматичного настроювання ГКН відбувається при установці біта VAS_SHDN = 0 (регістр 3, біт 25).

Таблиця 2.4 – Призначення виводів MAX 2870

Вивод	Позначення	Функція
1	CLK	Лінія (входу)
2	DATA	Послідовні дані (вхід)
3	LE	Вхід дозволу завантаження (Load Enable)
4	CE	Вибір мікросхеми – низький рівень
5	SW	Швидке перемикання. Підключає фільтр в колі зворотного зв'язку в режимі ФАПЧ
6	VCC_CP	Джерело живлення для накачування заряду
7	CP_OUT	Вихід накачування заряду
8	GND_CP	Загальний вивод для генератора накачування заряду
9	GND_PLL	Загальний вивод ФАПЧ
10	VCC_PLL	Джерело живлення ФАПЧ
11	GND_RF	Загальний вивод РЧ-ланцюгів. Підключається до земляний шині основної плати
12	RFOUTA_P	Позитивний РЧ-вихід А з відкритим колектором. Підключається до джерела живлення через ВЧ-дросьль або навантаження 50 Ом
13	RFOUTA_N	Негативний РЧ-вихід А з відкритим колектором. Підключається до джерела живлення через ВЧ-дросьль або навантаження 50 Ом
14	RFOUTB_P	Позитивний РЧ-вихід У з відкритим колектором. Підключається до джерела живлення через ВЧ-дросьль або навантаження 50 Ом

Продовження таблиці 2.4

Вивод	Позначення	Функція
15	RFOUTB_N	Негативний РЧ-вихід У з відкритим колектором. Підключається до джерела живлення через ВЧ-дросель або навантаження 50 Ом
16	VCC_RF	Джерело живлення для РЧ-виходу і подільників
17	VCC_VCO	Джерело живлення ГУН
18	GND_VCO	Загальний вивод ГУН. Підключається до загальної шини основної плати
19	NOISE_FILT	Вивод шумовий розв'язки ГУН. Підключається через 1 мкФ до земляний шини основної плати
20	TUNE	Вхід управління ГУН. Підключається до зовнішнього фільтру
21	GND TUNE	Загальний вивод входу управління ГУН. Підключається до земляний шини основної плати
22	RSET	Вхід установки діапазону вхідного струму накачування заряду
23	BIAS FILT	Шумова розв'язка ГУН. Підключається через 1 мкФ до спільного виводу
24	REG	Корекція опорного напруги. Підключається через 1 мкФ до спільного виводу
25	LD	Вихід режиму синхронізації. Високий рівень в режимі синхронізації, низький - при відсутності синхронізації.
26	RFOUT EN	Включення РЧ-виходу. При низькому рівні РЧ-виходи відключені
27	GND DIG	Загальний вивод для цифрових ланцюгів. Підключається до земляний шини основної плати
28	VCC DIG	Джерело живлення для цифрових ланцюгів
29	REF IN	Вхід опорної частоти
30	MUX OUT	Вихід мультиплексора і послідовний вивод даних
31	GND SD	Загальний вивод для сигма-дельта-модулятора. Підключається до загальної шини основної плати
32	VCC SD	Джерело живлення для сигма-дельта-модулятора
33	EP	Тепловідвідний майданчик. Підключається до загальної шини живлення основної плати

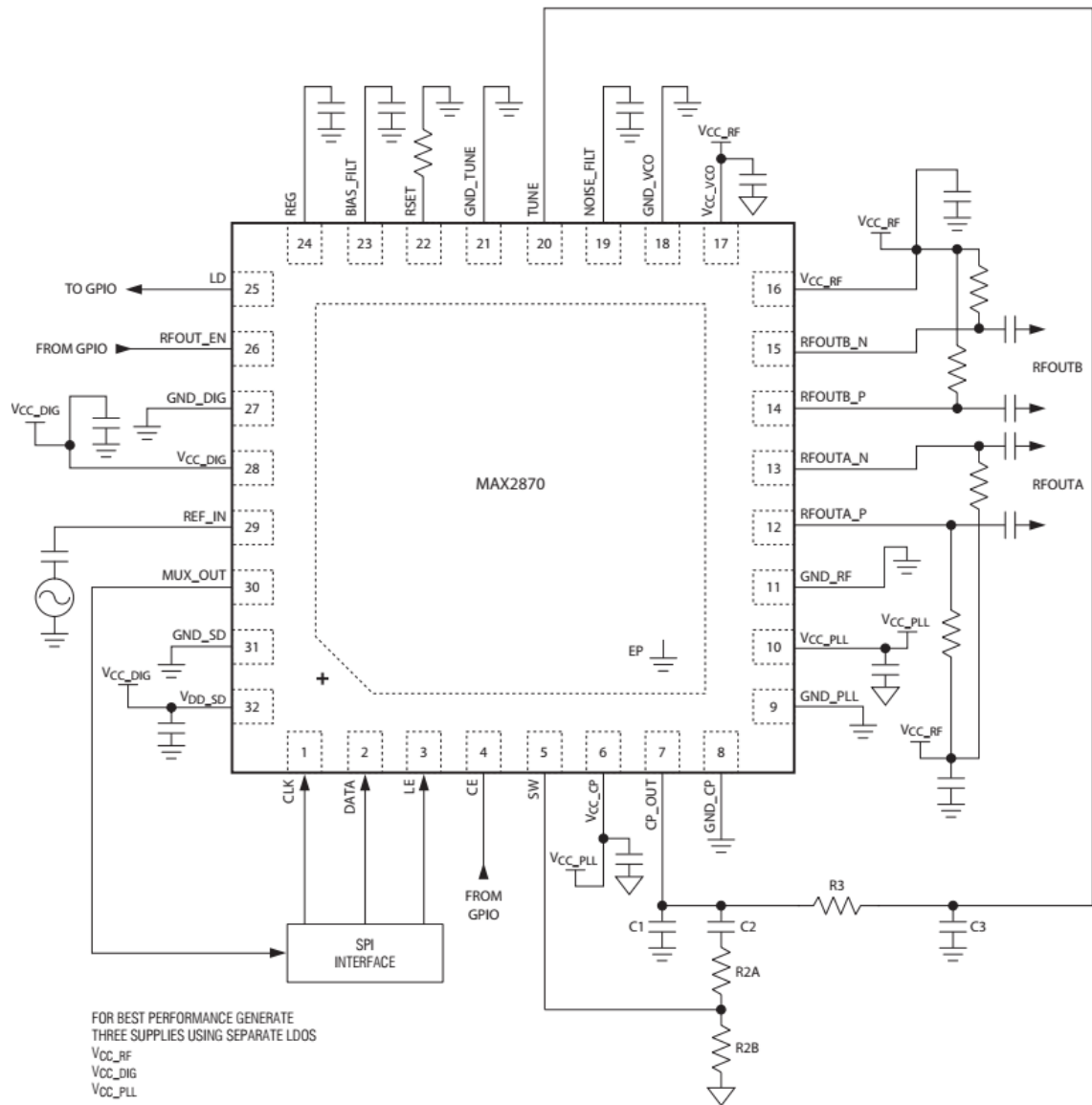


Рисунок 2.5 – Схема синтезатора частоти на основі MAX 2870

Частота синхронізації f_{BS} повинна бути дорівнює 50 кГц. Вона встановлюється битами BS (регістр 4, біти 19 – 12). Необхідне значення BS обчислюється за формулою:

$$BS = f_{PFD}/50kHz \quad (2.10)$$

де f_{PFD} – частота фазового детектора.

Значення BS повинно бути округлено до найближчого цілого значення. Якщо обчислене значення BS вище 1023, то $BS = 1023$. Якщо f_{PFD} нижче 50 кГц, тоді $BS = 1$. Час, необхідний для коректного вибору ГУН, становить $10 / f_{\text{BS}}$.

Біт RETUNE (регістр 3, біт 24) використаний для включення / відключення функції автоматичне написання ГУН. Якщо RETUNE = 1, а АЦП виявить, що напруга настройки ГУН (VTUNE) знаходиться між значеннями 000 і 111, функція VAS ініціює автонастроювання. Якщо RETUNE = 0, ця функція підключена. Якщо VAS_SHDN = 1, тоді ГУН може встановлюватися вручну через біти VCO (регістр 3, біти 31 – 26).

Після встановлення заданої частоти фаза сигналу на виході RF може бути дискретно змінена з кроком $P / M \times 360^\circ$. Фаза не може бути визначена абсолютно, але вона може бути змінена щодо поточного значення.

Щоб змінити фазу, треба виконати наступне:

- встановити задану частоту на виході;
- встановити інкремент фази щодо поточного значення $P = M \times \{\text{змiна фази}\} / 360^\circ$;
- дозволити зміну фази, встановивши CDM = 10;
- скинути CDM, встановивши його рівним 0.

В якості індикатора застосований PKI (ЖКІ) модуль, який має низьку споживану потужність і найбільш поширений попит в даний час в мікропроцесорних системах. Вони бувають одно- двох- і чотирьох рядковими. Кожен рядок відображає від 8 до 128 символів, які формуються матрицею формату 5 x 7 або 5 x 10 точок. Доскладу модуля входить внутрішній мікроконтролердрайвер, який управляє точками (сегментами) і забезпечує зв'язування з мікроконтролером.

Виробництвом PKI модулів займаються безліч фірм-виробників Holtek, DataVision, Bolymin, Optrex, Barton, Varotronik, МЕЛЗ (Росія). Найбільш прийнятними індикаторами можна визнати наступні типи: НТ 1610, НТ 1640, DV – 16100, DVS – 1, DS – 1, МТ 10 Т 7-7, М 10 Т 7-8, МТ 10 Т 7-16.

Застосуємо РКІ індикатор типу DVS-1, який має екранний режим і послідовний рядковий, 8-розрядний інтерфейс, 6-провідну лінію для роздільного управління рядками і невисоку вартість в поєднанні з високими експлуатаційними характеристиками. Він має розміри 80,0x 36,0x 9,5 мм, напруга живлення + 5 В, і потенціал регулювання контрастності 0 + 5В, і є чудово гнучким виробом, що дозволяє використовувати різні режими введення-виведення інформації та її перегляду.

Для аналогових вузлів ВЧ блоку застосуємо ВЧ і СВЧ транзистори нового покоління, які мають граничні частоти порядку 1000 – 5000 МГц, мізерні зворотні струми колектора і низький рівень власних шумів $K_{ш} < 1$ дБ. Серед вітчизняних транзисторів такими характеристиками володіють наступні типи транзисторів [24]: КТ3186А9, КТ3187А9, КТ649А, КТ666А, КТ6106А, КТ3135А9, КТ3109Б 1.

В якості вимірювальних широкосмугових підсилювачів приймаємо ОП типу МАХ 44205, МАХ 44206. Ці ОУ відрізняється низьким значенням напруги живлення, здатний працювати в режимі однополярного напруги, має малі входні струми. Випускається в багатоканальному варіанті, в одному корпусі розміщуються 2 підсилювача.

Резистори, застосовуються типа Р1-12 YAGEO (Японія) номінальної потужності 0,125 Вт, в порівнянні з вітчизняними аналогами типа С2-23, С2-26 резистори Р1-12 мають найменші габарити. Температурний коефіцієнт опору у вибраних резисторів не поступається другим аналогам. Вартість таких резисторів досить низька в порівнянні з іншими провідними фірмами виробниками радіоелементів і мікросхем.

Найбільш підходящим для ВЧ плат і схем поверхневого монтажу являються керамічні конденсатори типів К10-17, К10-42, К10-43, К10-44. Ці конденсатори за допомогою пайки кріпляться до контактних площадок схеми. Конденсатори К10-42, є мініатюрними, мають номінальні значення ємності від 1 до 22 пФ з допуском 0,25 пФ і ТКЕ $(0-10) \cdot 10^{-6}$ (група МПО), робоча напруга до 50В (ОЖ0460.107ТУ).

Конденсатори типів K10-43 і K10-44 мають номінали від 22 пФ до 0,047 мкФ з допуском 1%, 2%, 5%, ТКЕ $(0-30) \cdot 10^{-6}$ (група МПО) і робоча напруга 25 В.

Застосування технології поверхневого монтажу та відповідних радіоелементів вигідно позначається на загальних характеристиках схеми, тому що паразитна ємність поверхневого монтажу із застосуванням ВЧ фольгованих діелектриків може бути знижена до значень 0,1 – 0,5 пФ.

2.3 Розрахунок структурної схеми

Проведемо розрахунок основних характеристик вимірювача, що забезпечують прийняті для практичної експлуатації результати.

Весь діапазон робочих частот розбиваємо на 5 піддіапазонів з однаковим коефіцієнтом перекриття рівним двом і з урахуванням даних в таблиці 8 [11].

Коефіцієнт перекриття кожного піддіапазону складає 2:

- 1 піддіапазон має частоти від 1500 МГц до 3000 МГц;
- 2 піддіапазон має частоти від 750 МГц до 1500 МГц;
- 3 піддіапазон має частоти від 375 МГц до 750 МГц;
- 4 піддіапазон має частоти від 187,5 МГц до 375 МГц;
- 5 піддіапазон має частоти від 93,75 МГц до 187,5 МГц;

Зміна частоти відбувається в автоматичному режимі, керується СЧ по лініях інтерфейса SPI, необхідно 3 лінії. Із технічних характеристик на мікросхему СЧ MAX2780 [11] приймаємо: частоту опорного генератора $f_{REF} = 50$ МГц, частоту фазового детектора для режиму дробового ділення $f_{PFD} = 12,5$ МГц, частоту синхронізації $f_{BS} = 50$ кГц, час налагоджування системи синхронізації складає 200 мкс. Для вибору робочого режиму СЧ має 8 32-х бітних регістрів управління Reg 0 – Reg 7. Застосовуємо вихідний сигнал каналу А, який має потужність P_{OUT5} дБм, що складає величину 0,7 мВт, вихідний струм має максимальну величину 29 мА і рівень внутрішнього

шуму складає – 140 дБ. СЧ має напругу живлення 3,3 В. максимальний струм живлення 180 мА.

Дискретність виведення графіка залежить в основному від обсягу ОЗП застосованого МК.

Визначимо час заповнення ОЗП при частоті сканування 50 кГц та кількості точок виводу 64, $t_{\text{вив}} = 1,28$ мс. Крок зміни по частоті повинен бути кратний частоті порівняння ФД в СЧ.

Для визначення кількості необхідних ліній введення-виведення МК складемо перелік зовнішніх схем, що підключаються до МК. Кількість ліній СЧ-3, кількість вхідних ліній (вихід вимірювального моста) – 2, канал зв'язку з ПЕОМ – 3, кількість ліній управління індикатором – 3, кількість ліній управління клавіатурою – 5. Загальна сума ліній управління – 16.

Обсяг ОЗП визначається інформаційною ємністю прикладних програм для управління процесом аналізу і для статистичної обробки підлогу ученої інформації:

$$N_{\text{ОЗП}} \geq 1.4 \cdot \left[2 \cdot a + b + \sum_{k=1}^n \left(\max_i \{q_i^k\} \right) + n \cdot q_n \right], \quad (2.11)$$

де a – число вхідних величин;

b – число вихідних величин, використовуваних в алгоритмах;

q_i – число одночасно збережених на кожному етапі i -того обчислення для кожного k -того алгоритму;

n – число рівнянь переривання.

Приймаємо $a = 2$, $b = 9$, $q_i = 128$, $q_n = 4$, $n = 2$, $k = 3$, та отримаємо $N_{\text{ОЗП}} = 220$ байт.

Обсяг пам'яті програм:

$$N_{\text{ПЗП}} = \sum_{i=1}^k N_{\text{pni}} + N_g + N_n + N_T + N_{\text{cn}} + N_c, \quad (2.12)$$

де k – число режимів обробки;

N_{pni} – обсяг робочих програм;

N_g – обсяг керуючої програми диспетчера;

N_n – обсяг програми обробки переривань;

N_T – обсяг тестових програм контролю;

N_{cn} – обсяг стандартних програм обробки даних;

N_c – обсяг пам'яті зберігання констант контролю, аналізу та калібрування.

Приймаються наступні дані в кілобайтах: $k = 3$, $N_{\text{pni}} = 0,5$, $N_g = 0,6$, $N_n = 0,4$, $N_T = 0,3$, $N_{\text{cn}} = 0,5$, $N_c = 0,4$; отримаємо: $N_{\text{ПЗП}} = 3,7$ К.

Для МК типу сумарний обсяг ПЗП становить 4 К. Пам'ять EPROM використовується для зберігання констант, отриманих в процесі калібрування приладу по добре відомим еталонним навантаженням.

За основними характеристиками: інформаційними, метрологічними і експлуатаційними обраний тип МК задовольняє пред'явленим вимогам.

Для введення команд оператора застосуємо клавіатуру KEYPAD на 6 клавіш, працюючих на замикання і використовують 3 розряду шини даних і два розряду управління скануванням клавіш (порт P1). Для розв'язки одночасно нажатих клавіш застосуємо кремнієві діоди типу КД522Б, які мають дуже малий зворотній струм, порядку 1мкА. Придушення брязкоту контактів виробляється програмним способом [25].

Період повторення імпульсів управління синтезатором частоти 200 мкс.

З виходу вимірювального моста ВМ сигнали поділяються на два канали, повністю ідентичних з побудови і по застосовуваних елементах. На виході детектора отримуємо сигнал постійного струму, пропорційний амплітуді вхідного сигналу.

МК має вбудований модуль АЦП з наступними характеристиками:

n – розрядність АЦП,	10 біт;
U_{IN} – максимальна вхідна напруга,	2,048 В;
U_{INMIN} – мінімальна вхідна напруга,	2 мВ ;

R_{IN} – вхідний опір,	10 кОм;
$\Delta_{пр}$ – точність перетворення,	0,5 (ОМР);
$t_{ПР}$ – час перетворення одного каналу,	11 мкс ;
C_{IN} – вхідна і вихідна ємність,	$C_{вх} = 5$ пФ.

Для управління модулем МК містить 8 – бітний регістр ADCON0.

Для отримання реальної похибки АЦП в 2%, мінімальне значення вхідної напруги не повинно бути менше, ніж 3,5 мВ.

Для заданого діапазону зміни КСХ, коефіцієнт відбиття змінюється в межах від 0,01 до 0,82.

Коефіцієнт передачі тракту формування падаючої потужності складається з двох складових

$$K_{ТР} = K_{дет} \cdot K_{під} , \quad (2.13)$$

де $K_{дет}$ – коефіцієнт передачі детектора,

$K_{під}$ – коефіцієнт широкосмугового підсилення ШСП.

Вважаємо коефіцієнт передачі детектора рівним $K_{дет} = 0.8$ [11].

Необхідне значення коефіцієнта передачі тракту

$$K_{ТР} = U_{IN} / U_{сч} , \quad (2.14)$$

де $P_{сч} = 0,7$ мВт, потужність на виході синтезатора частоти, $U_{сч} = 0,26$ В;

$U_{IN} = 2,048$ В, вхідна напруга АЦП.

Коефіцієнт передачі тракту формування падаючої потужності $K_{ТР} = 7,9$.

Коефіцієнт підсилення вихідного широкосмугового каскаду підсилення тоді

$$K_{під} = K_{ТР} / K_{дет} = 7,9 / 0,8 = 9,8,$$

Нерівномірність підсилення в смузі частот від 93,75 МГц до 3000 МГц не повинна перевищувати 1%, для отримання заданої точності вимірювань.

Ці умови вимагають застосування НВЧ транзисторів з високим якісними характеристиками і побудови схеми ШСП з ВОЗ, приймаємо значення $K_{\text{під}} = 10$, з урахуванням похибок характеристик елементів схеми.

3 РОЗРАХУНОК ВУЗЛІВ ВИМІРЮВАЧА

3.1 Розрахунок ГОЧ

Схема автогенераторів побудована на кремнієвих транзисторах р-п-р типу, що дозволило виконати заземлення колекторного навантаження. ГОЧ побудований за схемою ємнісної трехточки, модифікованої схемою Клаппа.

Зважаючи на високі значення робочих частот транзистори включені в схему СБ (рис.3.1).

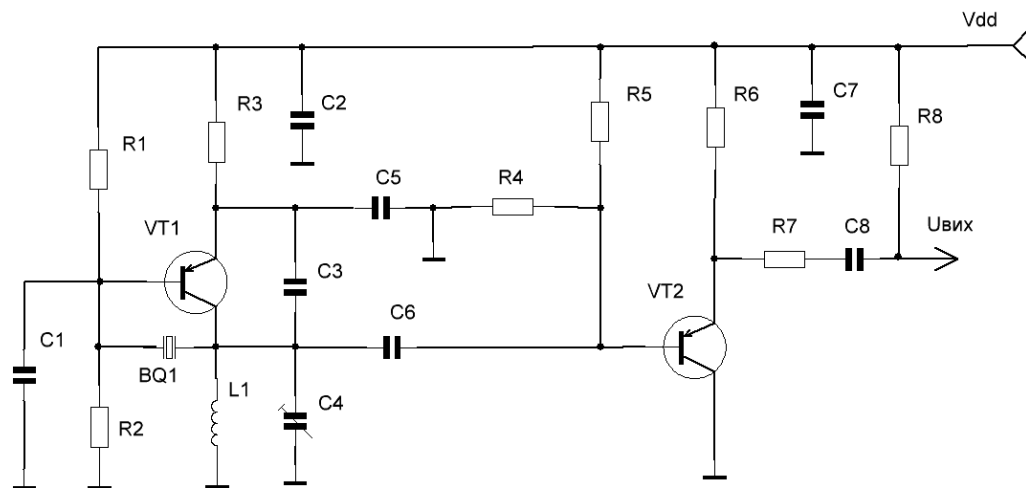


Рисунок 3.1 – Схема ГОЧ

Схема відрізняється простотою і достатньою нестабільністю частоти генеруючих коливань, швидко входить в стаціонарний режим на транзисторі VT 1 зібраний автогенератор за схемою ємнісної трехточки, транзистор VT 2 утворює буферний каскад, що сприяє зменшенню впливу навантаження на характеристики автогенератора.

Застосування транзисторів прямої провідності типу р-п-р зменшує паразитну ємність монтажу, а схема включення VT 1 із загальною базою виключає вплив ефекту Міллера. Автогенератор є осциляторної схемою, яка

утворена транзистором VT1, кварцовим резонатором В Q 1, і конденсаторами C1 і C3. Резистори R1, R2, R3 забезпечують зовнішнє і автоматичний зсув для транзистора по постійному струму. Конденсатор C2 служить для блокування резистора R3 на робочій частоті, що виключає негативний зворотний зв'язок. Дросель L1 включений для того, щоб не зашунтувати через джерело живлення E.

Вихідні дані для розрахунку:

- частота $f_{REF} = 50$ МГц;
- вихідна потужність $P_{AG} = 0,1$ мВт;
- нестабільність частоти $\Delta f / f = 5 \cdot 10^{-6}$.

Застосуємо транзистори типу КТ3189А9, який має такі параметри [24]:

$$I_{Kmax} = 50 \text{ мА}, U_{KB} = 20 \text{ В}, U_{EBдоп} = 2,5 \text{ В}, U_{KE} = 10 \text{ В}, P_K = 0,3 \text{ Вт}, T_n = + 150^\circ \text{C},$$

$$K_p = 8 \text{ дБ}, U_{KE} = 5 \text{ В}, I_K = 5 \text{ мА}, K_{ш} = 1,2 \text{ дБ}, h_{21E} = 60, f_T = 6,5 \text{ ГГц}, C_K = 0,51 \text{ пФ}, I_{KBO} = 0,1 \text{ мкА}, K_{Pmax} \text{ при } I_K = 15 \text{ мА}, \tau_K = 35 \text{ пс}, U_{BEнас} = 0,66 \text{ В}, U_{KEнас} = 0,3 \text{ В}.$$

Проведемо енергетичний розрахунок АГ. Виберемо кут відсічення колекторного струму, $\theta = 24$. Коефіцієнти розкладання колекторного струму, $\alpha_0(\Theta) = 0,09$, $\alpha_1(\Theta) = 0,15$.

Повна генерируєма потужність:

$$P_\Gamma = \frac{P_{AG}}{\cos \varphi_k}, \quad (3.1)$$

де φ_k – кут запізнювання колекторного струму.

$$\varphi_k = \arctg \frac{f_{cp}}{f_T}. \quad (3.2)$$

$$f_{cp} = 50 \text{ МГц}, \varphi_k = \arctg \frac{50}{6500} = 1.4^\circ, \cos \varphi_k \approx 1, P_r = P_{Ar} = 0,1 \text{ мВт.}$$

Задаємося значенням постійної складової колекторного струму I_{K0} , напругою між колектором і емітером E_{KE} і напругою на емітері E_E , виходячи з рекомендацій, викладених в [31] $I_{K0} = (3-10) \text{ мА}$, $E_{KE} = (3-10) \text{ В}$ і $E_E = (2...3) \text{ В}$. $I_{K0} = 5 \text{ мА}$, $E_{KE} = 2,5 \text{ В}$ і $E_E = 1 \text{ В}$.

Розраховуємо опір автосмещення в емітерному ланцюзі:

$$R_3 = E_E / I_{K0} = 1/5 \cdot 10^{-3} = 200 \text{ Ом.} \quad (3.3)$$

Вибираємо стандартне значення опору $R_3 = 200 \text{ Ом}$.

Напруга джерела живлення $E = 5 \text{ В}$.

Визначаємо струм бази:

$$I_{B0} = I_{K0} / \beta_0 = 5 \cdot 10^{-3} / 60 = 83 \text{ мкА}, \quad (3.4)$$

де β_0 – коефіцієнт передачі струму транзистора, $h_{21E} = 60$.

Задаємо струм дільника напруги ланцюга фіксованого зміщення на базі:

$$I_{ПОД} = (10 - 20) \cdot I_{B0} = 10 \cdot 83 \cdot 10^{-6} = 0,83 \text{ мА.} \quad (3.5)$$

Визначаємо опір подільника напруги:

$$R_{ПОД} = R_1 + R_2 = E_K / I_{ПОД} = 5 / 0,83 \cdot 10^{-3} = 6 \text{ кОм.} \quad (3.6)$$

Визначимо напругу зміщення на базі транзистора:

$$E_{\text{б}} = E_{\text{е}} + 0.7 = 1 + 0.7 = 1,7 \text{ В.} \quad (3.7)$$

Знайдемо значення опорів R1 і R2:

$$R1 = E_{\text{б}} / I_{\text{ПОД}} = 1,7 / 0,83 \cdot 10^{-3} = 2,0 \text{ кОм} \quad (3.8)$$

$$R2 = R_{\text{ПОД}} - R_1 = 6 - 2 = 4 \text{ кОм} \quad (3.9)$$

Вибираємо стандартні значення опорів, $R1 = 3,9 \text{ кОм} \pm 5 \%$, $R2 = 2 \text{ кОм} \pm 5 \%$.

Визначаємо крутизну транзистора:

$$S = \frac{\beta_0}{r_{\text{б}} + \beta_0 \cdot r_{\text{е}}}, \quad (3.10)$$

де $r_{\text{б}}$ – високочастотний опір бази,

$r_{\text{е}}$ – опір емітерного переходу.

$$r_{\text{б}} = \tau_{\text{к}} / C_{\text{к}} = 35 \cdot 10^{-12} / 0,51 \cdot 10^{-12} = 68,6 \text{ Ом}, \quad (3.11)$$

де $\tau_{\text{к}}$ – постійна часу ланцюга зворотного зв'язку;

$C_{\text{к}}$ – ємність колекторного переходу.

$$r_{\text{е}} = 26 / I_{\text{к0}} = 26 / 5 = 5,2 \text{ Ом.}$$

$$S = 60 / (68,6 + 60 \cdot 5,2) = 157 \text{ мА / В.} \quad (3.12)$$

Задаємо коефіцієнт регенерації $G_p = (3-7) = 5$ і визначимо управляючий опір:

$$R_y = G_p / S = 5/157 \cdot 10^{-3} = 31,8 \text{ Ом.} \quad (3.13)$$

Задаємо коефіцієнт зворотного зв'язку автогенератора:

$$K_{oc} = C1 / C4 = 0,3. \quad (3.14)$$

Обчислимо реактивний опір ємності C4:

$$X_4 = \sqrt{\frac{R_y r_{KB}}{K_{oc}}} = \sqrt{\frac{31,86 \cdot 6,3}{0,3}} = 25,8 \text{ Ом,} \quad (3.15)$$

де r_{KB} – опір кварцового резонатора, який знаходиться по формулі:

$$r_{KB} = 1 / \omega \cdot C_{KB} \cdot Q_k = 1/2 \pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 0,011 \cdot 10^{-12} \cdot 0,05 \cdot 10^6 = 6,3 \text{ Ом.} \quad (3.16)$$

Застосуємо гармоніковий кварцовий резонатор (рис. 3.2) типу РГ-08 на частоту $f_{KB} = 50$ МГц, який має наступні значення елементів еквівалентної схеми [7]: $R_{эKB} = 340$ Ом, $L_{KB} = 0,001$ Гн, $C_{KB} = 0,011$ пФ, $C_0 = 5$ пФ, $Q_{KB} = 50000$.

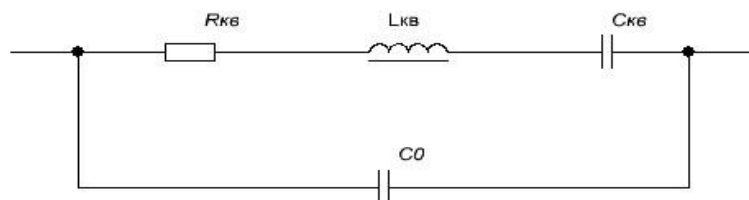


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема кварцового резонатора

Підставивши в даний вираз параметри резонатора, отримаємо повне опір $Z_{\text{BX}} = 3 + j700 \text{ Ом} = 700 \cdot e^{j89^\circ}$ для робочої частоти:

$$Z_{\text{BX}} = \frac{\left(R_{\text{KB}} + \tau \omega L_{\text{KB}} - \tau \frac{1}{\omega C_{\text{KB}}} \right) \left(-\tau \frac{1}{\omega C_0} \right)}{R_{\text{KB}} + \tau \omega L_{\text{KB}} - \tau \frac{1}{\omega C_{\text{KB}}} - \tau \frac{1}{\omega C_0}}. \quad (3.16)$$

Знайдемо ємність конденсаторів C1 і C4:

$$C4 = 1 / \omega_{\text{KB}} \cdot X_4 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 25,8) = 0,012 \text{ нФ}, \quad (3.17)$$

$$C1 = K_{\text{OC}} \cdot C4 = 0,3 \cdot 12 = 3,6 \text{ пФ}.$$

Вибираємо стандартні значення ємності конденсаторів $C1 = 3,6 \text{ пФ} \pm 2\%$ і $C4 = 12 \text{ пФ} \pm 2\%$.

Обчислимо ємність блокувального конденсатора:

$$C2 = (10 - 20) \cdot \frac{1}{\omega_{\text{KB}} \cdot r_e} = 20 / (2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 5,2) = 0,012 \text{ мкФ}. \quad (3.18)$$

Стандартне значення ємності конденсатора $C2 = 0,01 \text{ мкФ} \pm 10\%$.

Розрахуємо індуктивність блокувального дроселя по ланцюгу напруги живлення:

$$L1 = (20 - 30) \cdot \frac{X_4}{\omega_{\text{KB}}} = 30 \cdot 20,6 / (2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^6) = 1,97 \text{ мкГн}. \quad (3.19)$$

Визначимо необхідність дроселя L1 з умови:

$$R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \geq (20 \dots 30) \cdot X_4, \quad (3.20)$$

якщо воно не виконується, то дросель необхідний.

$$\text{Перевірка } 5,1 \cdot 2 / (5,1 + 2) \cdot 10^3 \geq 30 \cdot 20,6, \quad 1430 \geq 618.$$

Умова виконується, отже, дросель не потрібен.

Визначимо коефіцієнт Берга $\gamma_1 = 1 / G_p$ і через нього коефіцієнти α_0 і α_1 .

$$\gamma_1 = 1 / G_p = 1 / 5 = 0,2, \quad (3.21)$$

$$\theta = 60^\circ; \gamma_0 = 0,11; \alpha_0 = 0,21; \alpha_1 = 0,39.$$

Обчислюємо амплітуду імпульсу колекторного струму:

$$I_{mk} = I_{k0} / \alpha_0(\theta) = 5 \cdot 10^{-3} / 0,21 = 23,8 \text{ mA}, \quad (3.22)$$

перевіряємо умову $I_{mk} < I_{mk \text{ доп}}, 23,8 \text{ mA} < 100 \text{ mA}$.

Визначаємо амплітуду першої гармоніки колекторного струму:

$$I_{k1} = \alpha_1(\theta) \cdot I_{mk} = 0,4 \cdot 23,8 \cdot 10^{-3} = 9,5 \text{ mA}. \quad (3.23)$$

Розраховуємо амплітуду напруги на базі транзистора:

$$U_{mB} = I_{k1} \cdot R_y = 9,5 \cdot 10^{-3} \cdot 31,8 = 0,3 \text{ V}. \quad (3.24)$$

Обчислюємо модуль коефіцієнта зворотного зв'язку:

$$K_{CB} = \frac{X_4}{\sqrt{X_4^2 + X_{KB}^2}} = \frac{25,8}{\sqrt{25,8^2 + 70^2}} = 0,31. \quad (3.25)$$

Знаходимо амплітуду напруги на колекторі:

$$U_{mk} = \frac{U_{mб}}{K_{св}} = 0,3 / 0,31 = 0,96 \text{ В.} \quad (3.26)$$

Визначаємо потужність, споживану від джерела колекторної ланцюгом:

$$P_0 = I_{k0} \cdot E_{KE} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 25 \text{ мВт.} \quad (3.27)$$

Потужність, що розсіюється кварцовим резонатором:

$$P_{кв} = 0,5 \cdot (U_{мб} / X_4)^2 \cdot r_{кв} = 0,5 \cdot (0,3 / 25,8)^2 \cdot 6,3 = 0,9 \text{ мВт.} \quad (3.28)$$

Перевіряємо умову $P_{кв} < P_{кв доп}$, де $P_{кв доп}$ – допустима потужність розсіюється на кварцовому резонаторі $0,9 \text{ мВт} < 10 \text{ мВт}$.

Потужність, що розсіюється транзистором

$$P_k = P_0 - P_{кв} = 25 - 0,9 = 24,1 \text{ мВт.} \quad (3.29)$$

Перевіряємо умову $P_{до} < P_{до доп}$, де $P_{до доп}$ – допустима потужність розсіюється транзистором, $24,1 \text{ мВт} < 150 \text{ мВт}$.

Оцінимо величину допустимого опору навантаження:

$$R_{н доп} \geq 5 \cdot U_{mk}^2 / P_{кв} = 5 \cdot 0,3^2 / 0,9 \cdot 10^{-3} = 500 \text{ Ом.} \quad (3.30)$$

З умови, що буде споживатися потужність P_n :

$$P_n = 0,25 \cdot P_{кв} = 0,25 \cdot 0,9 = 0,225 \text{ мВт.} \quad (3.31)$$

Знайдемо к.п.д . автогенератора:

$$\eta = P_{\text{н}} / P_{\text{о}} = (0,225 / 25) \cdot 100 \% = 0,9 \%. \quad (3.32)$$

3.2 Розрахунок широкосмугового підсилювача

ШСП (рис. 3.3) призначений для підвищення вихідної потужності СЧ до необхідної величини для подальшої подачі на вимірювальний міст.

Вхідними даними для розрахунку є:

- вхідний опір вимірювального тракту $R_{\text{вх}} = 50 \text{ Ом}$;
- вихідний опір підсилювача $R_{\text{вих}} = 50 \text{ Ом}$;
- вихідна напруга підсилювача $U_{\text{ВИХ}} = 2,6 \text{ В}$;
- коефіцієнт передачі по напрузі за $K_{\text{під}} = 10$;
- нерівномірність коефіцієнта передачі в смузі частот $K_{\text{НЕР}} < 1 \%$;
- діапазон робочих частот $93,75 \text{ МГц} - 3000 \text{ МГц}$.

Для забезпечення мінімальної нерівномірності АЧХ в широкий смузі застосуємо еміттерну корекцію в першому каскаді VT 7, і паралельну ВЧ корекцію в вихідному каскаді VT 8, VT 9. Транзистор VT 10 здійснює узгоджену і стійку роботу на низькоомне навантаження.

Для роботи в такій широкій смузі вхідних сигналів слід застосувати транзистори з високою граничною частотою $f_{\text{T}} > h_{21\text{э min}} \cdot f_{\text{в}}$. Більшість НВЧ транзисторів має $h_{21\text{э min}} = 5 \div 10$ і тоді f_{T} повина мати порядок 10-18 ГГц.

Підсилення забезпечують транзистори VT 7 і VT 8. Паралельні ланцюги L2 R5 і C5 R8 утворюють складне частотно «незалежне» навантаження. На нижчих частотах надає шунтуючі властивості ланцюг L2 R5, а на вищих частотах шунтуючу дію надає ланцюг C5 R8. На ВЧ надає дію також коректуючий ланцюг C2 R2.

Застосуємо НВЧ транзистори типу MFR 949 T1, мають наступні технічні характеристики:

$$U_{KEO} = 10 \text{ В}, U_{KBO} = 20 \text{ В}, U_{EBO} = 1,5 \text{ В}, P_K = 0,144 \text{ Вт}, R_t = 1,92 \text{ мВТ} / ^\circ\text{С}, I_E = 50 \text{ мА}, I_{KBO} = 0,1 \text{ мкА}, I_{EBO} = 0,1 \text{ мкА}, C_{cb} = 0,3 \text{ пФ}, C_3 = 0,2 \text{ пФ}, f_T = 19 \text{ ГГц}, |S_{21}|^2 = 15 \text{ дБ}, K_P = 13 \text{ дБ}, NF = 1,4 \text{ дБ}, R_N = 24 \text{ Ом}, P_1 = +13 \text{ дБм}, h_{21E} = 50.$$

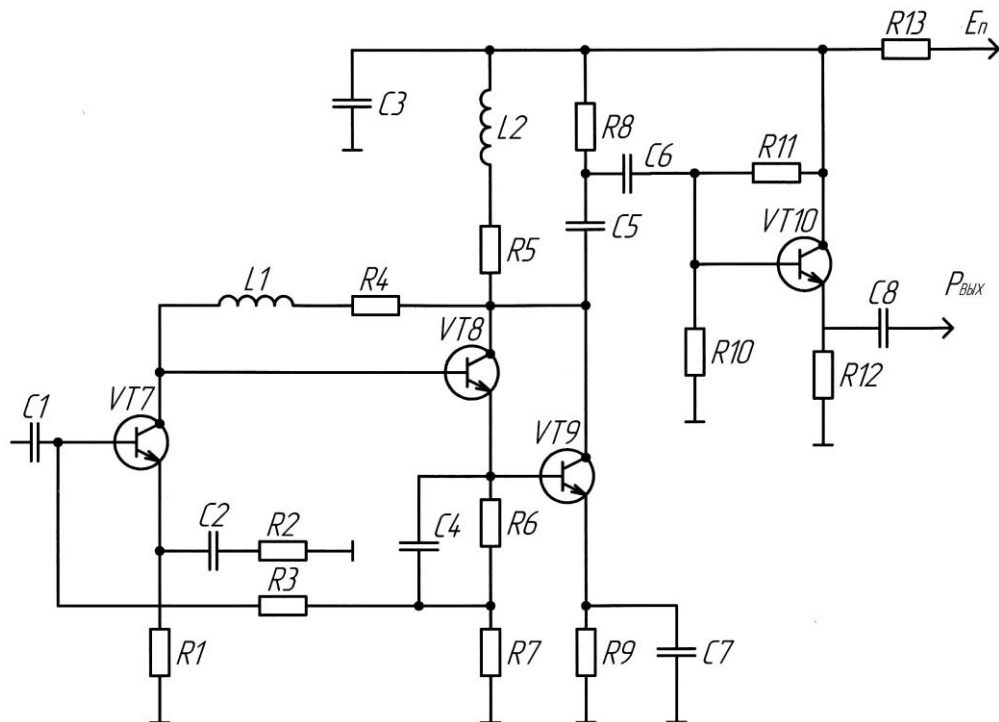


Рисунок 3.3 – Схема ШСП

Ланцюг R6C4R3 є ланцюгом ВЗЗ. Середня робоча частота:

$$f_{cp} = \sqrt{f_H \cdot f_B} = \sqrt{93,75 \cdot 3000} = 530 \text{ МГц}.$$

З метою забезпечення економічності всього приладу і зменшення коефіцієнта шуму приймаємо режим по постійному струму $I_{KO} = 3 \text{ мА}$, $U_{KEO} = 2,5 \text{ В}$.

Зважаючи на малу вихідну потужність ШПУ енергетичний розрахунок докладним чином не проводиться.

Проведемо орієнтовний розрахунок по постійному струму. Всі три каскади підсилювача на транзисторах VT 7, VT 8, VT 9 мають гальванічний зв'язок, тому потрібно узгодження потенціалів колекторів і баз.

Потенціал колектора VT 7:

$$U_{K7} = U_{B\bar{E}08} + U_{B\bar{E}09} + U_{E09} \quad (3.33)$$

Для кремнієвих транзисторів $U_{B\bar{E}08} = U_{B\bar{E}09} \cong 0,9 \text{ В}$, $U_{E09} = 220 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 0,66 \text{ В}$.

З іншого боку потенціал транзистора VT 7 $U_{K7} = U_{K\bar{E}7} + U_{E07}$ може мати мінімальну величину порядку 3,5 В, потенціал емітера $U_{E07} = 0,5 \text{ В}$.

$$R_1 = \frac{U_{E07}}{I_{E07}} = \frac{0,5}{3 \cdot 10^{-3}} = 166 \text{ Ом.}$$

Загальний опір резисторного подільника R5 і R9:

$$R_d = \frac{E - U_{KE09}}{I_{E09}} = \frac{4,5 - 2,5}{3 \cdot 10^{-3}} = 666 \text{ Ом.}$$

Приймаємо розподіл опору резисторів наступним чином $R5 = 430 \text{ Ом}$ і $R9 = 220 \text{ Ом}$. Напруга між колектором і емітером VT 8 буде менше ніж 3 В. Приймаємо $R1 = 150 \text{ Ом}$, $U_{B\bar{E}8} = U_{KE7} + U_{R1} = 2,5 + 150 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 2,95 \text{ В}$.

Базовий струм транзистора VT8:

$$I_{B8} = \frac{I_{K08}}{h_{FE}} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{50} = 0,06 \text{ мА.}$$

Падіння напруги на резисторі R4 $U_{R4} = U_{KE08} - U_{KE07} = (2,5 + 220 \cdot 3 \cdot 10^{-3}) - (2,5 + 150 \cdot 3 \cdot 10^{-3}) = 0,65 \text{ В}$, знайдемо значення резистора R4:

$$R4 = \frac{U_{K08} - U_{K07}}{I_{K07} + I_{B08}} = \frac{3,16 + 2,95}{3 \cdot 10^{-3} + 0,06 \cdot 10^{-3}} = 68 \text{ Ом.}$$

Значення резистора R4 уточнимо після розрахунку схеми по змінному струмі, так як він виконує спільно з L1 ланцюг частотно-залежною ВЗЗ паралельного типу для VT 8, а для транзистора VT 7 цей ланцюг, колекторного навантаження виконує вже роль ВЧ корекції.

Сумарний опір резисторів R6 і R7 складає величину:

$$R6 + R7 = \frac{U_{B09}}{I_{K08}} = \frac{1,56}{3 \cdot 10^{-3}} = 520 \text{ Ом.}$$

З режиму постійного струму резистор R3 визначається базовим струмом VT7:

$$R3 = \frac{U_{B07} - U_{R7}}{I_{B07}}.$$

Приймаємо $U_{R7} = 1 \text{ В}$, $U_{B07} = 0,9 + 0,45 = 1,35 \text{ В}$.

$$R3 = \frac{1,35 - 1}{0,06 \cdot 10^{-3}} = 5,8 \text{ кОм.}$$

Значення опору резистора уточнимо після розрахунку по змінному струмі, так як резистор R3 виконує роль ланцюга паралельного ВЗЗ по напрузі.

Розрахуємо режим транзистора VT10, що працює в схемі емітерного повторювача. Вихідний струм повторювача, $I_{K10} \cong 2 \cdot I_{RL\sim}$.

Змінна складова струму навантаження:

$$I_{RL\sim} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{\text{вих}}}{R_L}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{50}} = 0,014 \text{ мА}.$$

Струм $I_{\text{код}} = 28 \text{ мА}$, приймаємо з невеликим запасом $I_{\text{код}} = 30 \text{ мА}$.

Застосуємо транзистор середньої потужності типу КТ682-А2, п-р-п типу, який має наступні основні технічні характеристики [24]:

$$P_{\text{Доп}} = 0,9 \text{ Вт}, I_{\text{Кмакс}} = 100 \text{ мА}, U_{\text{КЕмакс}} = 15 \text{ В}, I_{\text{КБО}} = 1 \text{ мкА}, h_{21E} = 40, f_T = 6,7 \text{ ГГц},$$

$$C_{\text{До}} = 0,95 \text{ пФ}, U_{\text{КЕнас}} = 0,55 \text{ В}, U_{\text{КБнас}} = 1 \text{ В}, \tau_K = 10 \text{ пс}, K_p = 9 \text{ дБ}, P_{\text{вих}} = 400 \text{ мВт}.$$

Приймаємо значення резистора в ланцюзі емітера $R_{12} = 51 \text{ Ом} \pm 5\%$.
Постійне зміщення на R_{12} :

$$U_{B9} = R_{12} \cdot I_{\text{КО9}} = 51 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = 1,53 \text{ В},$$

Потенціал бази транзистора відносно загальної точки
 $U_{B9} = 1,53 + 0,9 = 2,43 \text{ В}.$

Струм бази VT9:

$$I_{\text{БО9}} = \frac{I_{\text{КО}}}{h_{21D}} = \frac{30 \cdot 10^{-3}}{40} = 0,75 \text{ мА}.$$

Резистор R11 обмежує струм бази VT 9:

$$R11 = \frac{4,5 - 2,43}{0,75 \cdot 10^{-3}} = 2763 \text{ Ом.}$$

Резистор R10 фіксує потенціал бази VT10:

$$R10 \leq \frac{U_{\text{Б09}}}{I_{\text{КБ0max}}}, \quad (3.34)$$

$$\text{де } I_{\text{КБ0max}} = 1 \cdot 10^{-6} \cdot e^{0.1340} = 181 \text{ мкА} = 0.18 \text{ мА};$$

– $U_{\text{Б09}} = 0,9 \text{ В}$, падіння напруги на переході база – емітер.

Опір резистора складає $R10 = 13,5 \text{ кОм}$, приймаємо значення $R10 = 12 \text{ кОм}$.

Опір резистора фільтра по ланцюгу живлення:

$$R13 = \frac{U_{\text{др}}}{I_{\Sigma}}, \quad (3.35)$$

$$\text{де } I_{\Sigma} = I_{\text{К07}} + I_{\text{К08}} + I_{\text{К09}} + I_{\text{Б09}} \cong 40 \text{ мА, сумарний струм живлення;}$$

$$U_{\text{др}} = 0,5 \text{ В, падіння напруги на дроселі.}$$

$$R13 = \frac{0.5}{40 \cdot 10^{-3}} = 12.5 \text{ Ом.}$$

Приймаємо номінальні значення резисторів $R11 = 2,7 \text{ кОм}$, $R13 = 12 \text{ Ом}$.

Проведемо розрахунок за змінним струмом, середня частота $f_{\text{cp}} = 530 \text{ МГц}$, $f_{\text{н}} = 93,75 \text{ МГц}$, $f_{\text{в}} = 3000 \text{ МГц}$.

У ланцюзі емітера VT 7 діє коригувальний ланцюг R2-C2 який здійснює підйом АЧХ на ВЧ. Користуючись даними[11] на НВЧ транзистори

при робочому режимі $U_{KE} = 2,5$ В. $I_{K0} = 3$ мА знайдемо S-параметри підсилювача обраних частотах:

$$\begin{aligned} - f_H, S_{11} &= 0.909 \cdot e^{-j17^\circ}, S_{21} = 9.75 \cdot e^{j166^\circ}, S_{12} = 0.019 \cdot e^{j80^\circ}, S_{22} = 0.972 \cdot e^{-j9^\circ}; \\ - f_{cp}, S_{11} &= 0.805 \cdot e^{-j48^\circ}, S_{21} = 8.43 \cdot e^{j142^\circ}, S_{12} = 0.051 \cdot e^{j65^\circ}, S_{22} = 0.874 \cdot e^{-j22^\circ}; \\ - f_B, S_{11} &= 0.464 \cdot e^{-j11^\circ}, S_{21} = 4.3 \cdot e^{j98^\circ}, S_{12} = 0.095 \cdot e^{j48^\circ}, S_{22} = 0.587 \cdot e^{-j37^\circ}. \end{aligned}$$

Визначимо коефіцієнт стійкості підсилювача:

$$K_y = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21} \cdot S_{12}|}, \quad (3.36)$$

де $-\Delta = |S_{11}| \cdot |S_{22}| - |S_{21}| \cdot |S_{12}|$ – визначник матриці розсіювання.

Отримані значення коефіцієнта стійкості транзисторів у підсилювачі на трьох частотах $K_y^H = 1,1943$, $K_y^{CP} = 1,1598$, $K_y^B = 1,372$, свідчать що виконуються умови безумовної стійкості транзисторів в даній смузі частот при будь-яких навантаженнях. Коефіцієнт підсилення НВЧ підсилювача по потужності визначається наступною формулою:

$$K_{PMAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot (K_y - \sqrt{K_y^2 - 1}). \quad (3.37)$$

Отримаємо, підсилення на низькій частоті f_H дорівнює $K_{PH} = 513$, а підсилення на високій частоті дорівнює $f_B K_{PB} = 5,2$. Зміна підсилення:

$$\frac{K_{PH}}{K_{PB}} = 11,35.$$

Для трьох транзисторів загальна зміна підсилення (по потужності) буде:

$$\frac{K_{PH\Sigma}}{K_{PB\Sigma}} = 1462.$$

Кількість гілок, компенсуючих підсилення – 5 (C2 – R2 підйом ВЧ, L1 – R4 підйом ВЧ для VT 7, L1– R4 спад на НЧ для VT8, L2 – R5 підйом на ВЧ для VT8, C8 – R5 спад на НЧ для VT 9).

Для рівномірного розподілу загального підсилення, для однієї гілки ВЗЗ визначимо, як $\Delta K_p = \sqrt[5]{1462} = 4,3$.

Розрахуємо елементи емітерний корекції:

$$R_{\text{э}} = \frac{A-1}{S_{\text{э}}}; C_{\text{э}} = \frac{K \cdot X_{\text{э}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{в}} \cdot R_{\text{э}}}, \quad (3.38)$$

де $S_{\text{э}} = \frac{h_{21\text{э}} + 1}{h_{11\text{э}}}$, крутизна наскрізної характеристики емітерного струму;

$$X_{\text{э}} = \frac{R_{\text{экв}} \cdot C_0 \cdot \omega}{A}, \text{ узагальнена частота каскаду};$$

k, коефіцієнт ВЧ корекції;

A = 4,3, коефіцієнт, що характеризує глибину зворотного зв'язку.

Оптимальне значення підйому АЧХ при $X_{\text{э}} = 0.707$.

Крутизна $S_{\text{э}} = 0.08$ сім, отримаємо значення елементів $R_{\text{э}} = R_2 = 43,7$ Ом, $C_{\text{э}} = C_2 = 4,2$ пФ.

Обчислимо значення коригувальних індуктивностей:

$$L_{\text{к}} = A \cdot C_0 \cdot R_{\text{к}}^2, \quad (3.39)$$

де – C_0 , сумарна еквівалентна ємність каскаду.

$$C_0 = C_{\text{BX}} + C_{\text{ВНХ}} + C_{\text{М}}, C_{\text{М}} = 0,5 \text{ пФ}, C_{\text{ВНХ}} = 0,8 \text{ пФ}, C_{\text{BX}} = 0,6 \text{ пФ}, C_0 = 2 \text{ пФ}.$$

Вважаємо $R4 = 68 \text{ Ом}$, $R5 = 430 \text{ Ом}$, обчислені раніше.

$$L1 = 4,3 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \cdot 68^2 = 0,04 \text{ мкГн}, \quad L2 = 4,3 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \cdot 430^2 = 1,6 \text{ мкГн}.$$

Ємність розподільчого конденсатора, якщо $R8 = 430 \text{ Ом}$:

$$C5 = \frac{1}{\omega_{\text{cp}} \cdot R8} = \frac{1}{6,28 \cdot 530 \cdot 10^6 \cdot 430} = 7 \cdot 10^{-12}.$$

Для здійснення необхідної глибини ВЗЗ розділимо значення резисторів $R6$ і $R7$:

$$R6 \cdot (1 + A) = 520 \text{ Ом}, \quad R6 = 150 \text{ Ом}, \quad R7 = 520 - 150 = 370 \text{ Ом}.$$

Вхідний опір транзистора VT7:

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + (h_{21\text{Э}} + 1) \cdot R_{\text{эс}}, \quad R_{\text{эс}} = R1 \parallel (R2 + X_{C2}).$$

Для вищої частоти $R_{\text{эс}} = 48 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх}} = 528 \text{ Ом}$.

Величина резистора $R3$ повинна задовольняти умові:

$$R3 = (A - 1) \cdot R_{\text{вх}} = (4,3 - 1) \cdot 528 = 1,74 \text{ кОм}.$$

Ємність конденсатора $C4$ що, шунтує $R6$ на НЧ:

$$C4 = \frac{A}{\omega_{\text{Н}} \cdot R6} = \frac{4,3}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 150} = 45,6 \text{ пФ}.$$

Всі розділові конденсатори приймаємо однаковими:

$$C1 \geq \frac{1}{\omega_H \cdot (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}) \cdot 0,1} = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot (50 + 528) \cdot 0,1} = 27 \text{ пФ}.$$

Приймаємо номінальні значення розподільчих конденсаторів значно вище розрахункових значень $C1 = 100 \text{ пФ} \pm 10\%$, $C5 = 10 \text{ пФ} \pm 10 \%$, $C4 = 100 \text{ пФ} \pm 10\%$, $C8 = 100 \text{ пФ} \pm 10\%$,.

Ємність конденсатора, шунтуючого R9 на ВЧ С7 визначимо наступним чином [33]:

$$C7 = \frac{1}{6,28 \cdot f_{\text{ср}} \cdot \left(r_{\text{э}} + \frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{h_{21\text{э}} + 1} \right)}. \quad (3.40)$$

Опір джерела сигналу для VT8 приймаємо рівним:

$$R_{\Gamma} = R_{\text{вых} \text{ э VT8}} \parallel R6 + R7.$$

Вихідний опір транзистора VT8 з боку емітера приблизно в $h_{21\text{э}}$ раз менше колекторного виходу Ом, отже $R_{\Gamma} = 273 \text{ Ом}$, $r_{\text{э}} = 8,3 \text{ Ом}$, $r_{\text{б}} = 30 \text{ Ом}$, $h_{21\text{э}} = 20$ (на $f_{\text{ср}}$).

$$C7 = \frac{1}{6,28 \cdot 530 \cdot 10^6 \cdot \left(8,3 + \frac{273 + 30}{20 + 1} \right)} = 22 \text{ пФ}.$$

Ємність блокувального конденсатора:

$$C3 \geq \frac{100}{\omega_H \cdot R_\phi} = \frac{100}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 12} = 1,3 \cdot 10^{-8}.$$

Приймаємо номінальне значення конденсаторів $C7 = 22 \text{ пФ} \pm 5 \%$, $C3 = 0,01 \text{ мкФ} \pm 10\%$, усі конденсатори типу К10 – 44 вр. Усі резистори типу Р1 – 12 – 0,125 Вт. Індуктивності дроселів типу ДМ – 0.1, $L1 = 1,5 \text{ мкГн}$, $L2 = 0,05 \text{ мкГн}$.

3.3 Розрахунок елементів вимірювального моста

Згідно зі схемою каналу вимірювання (рис. 3.5), в тракт перетворювача входять ВМ – вимірювальний міст, детектор змінної напруги і АЦП. Нарисунку 3.3 представлена схема вимірювального моста.

Вимірювальний міст утворений резисторами $R1$ і $R2$ – плече падаючої хвилі і резисторами $R3$ і $R4$ – плече відбитої хвилі.

Всі резистори рівні між собою і мають дуже малий розкид опору:

$$R1 = R2 = R3 = R4 = 49,9 \text{ Ом} \pm 0,5 \% \text{ тип С 6-9.}$$

Ланцюги $C1 R4$ і $C2 R5$ – розв'язує канали падаючої і відбитої хвиль.

Вимоги до вибору характеристик діодів:

- мінімальне значення допустимого зворотнього струма;
- допустимий рівень зворотної напруги, В;
- час відновлення зворотнього опору, нс.

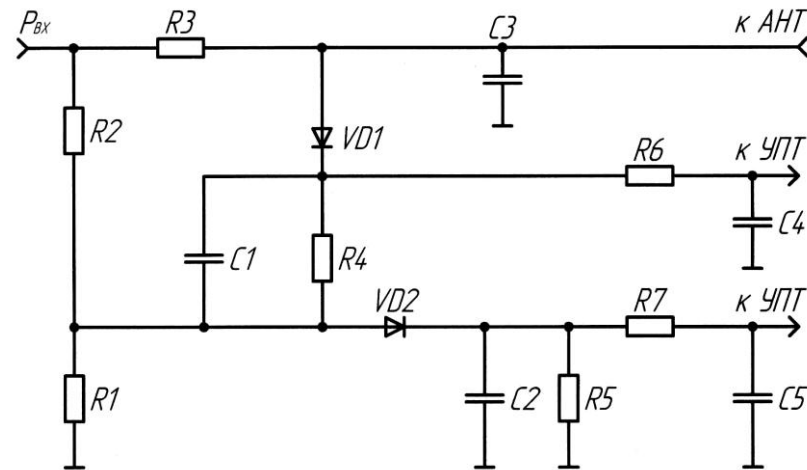


Рисунок 3.5 – Схема вимірювального моста

Цим умовам задовольняють наступні типи діодів МВД101, КД528А, 2А203, 2А207А-6, КД922В, КД923А, КД925А.

Застосуємо універсальні детекторні діоди типу 3А206А-6, які мають наступні характеристики [34]:

$$U_{\text{добр max}} = 30 \text{ В}, I_{\text{пр max}} = 10 \text{ мА}, I_{\text{примп}} = 200 \text{ мА}, t_i = 10 \text{ мкс}, f_{\text{max}} = 10000 \text{ МГц},$$

$$t_{\text{вособр}} = 0,1 \text{ нс при } I_{\text{пр}} = 25 \text{ мкА}, C_d = 0,4 \text{ пФ, при } U_{\text{обр}} = 0 \text{ В}, U_{\text{пр}} = 1 \text{ В}, I_{\text{обр}} = 0,1 \text{ мкА}, \beta = 3,5 \text{ А/Вт}, r_{\text{диф}} = 2000 \text{ Ом}, r_n = 35 \text{ Ом}, P_{\text{свч max}} = 25 \text{ мВт}, K_{\text{ст}} = 2,4.$$

Максимальна амплітуда змінної зворотної напруги для діодів:

$$U_o = \sqrt{2 \cdot P \cdot 50} = 0,7 \text{ В}.$$

Зворотній опір діода рівен $r_{\text{диф}} = 2 \text{ кОм}$.

Резистори $R5 = R4 = 5 \cdot r_{\text{диф}} \cong 10 \text{ кОм}$.

Прямий опір діода:

$$R_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр}}}{I_{\text{пр}}} = \frac{1}{40 \cdot 10^{-3}} = 25 \text{ Ом.}$$

Ємності шунтуючих конденсаторів:

$$C1 = C2 = \frac{1}{\omega_H \cdot R \cdot 0.1} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 0,1} = 6,3 \cdot 10^{-10} \text{ Ф.}$$

Приймаємо номінальне значення:

$$C1 = C2 = 620 \text{ пФ} \pm 2 \% \text{ тип К10-44.}$$

Після діодів VD 1 і VD 2 знаходяться ФНЧ R 6 C 4 і R 7 C 5 для придушення ВЧ складових в токах діодів. Зважаючи на крихту вхідних струмів ОУ ємності приймає збільшеної місткості в порівнянні з розрахунковою величиною.

Резистори R6, R7 обмежують вхідний струм АЦП і не повинні створювати похибки від прямого падіння напруги, що перевищує 2,5 мВ при різниці вхідних струмів 11 мкА, тоді отримаємо величини резисторів обмежених зверху:

$$R6 = R7 < \frac{U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{11 \cdot 10^{-6}} = 223 \text{ Ом.}$$

Приймаємо резистори з номінальним значенням $R6 = R7 = 100 \text{ Ом} \pm 2\%$, тип P1 – 12 – 0,125.

Конденсатори ФНЧ визначимо за наступною формулою:

$$C_H = C5 \leq \frac{1}{\omega_{zp} \cdot R6}, \quad (3.41)$$

де $\omega_{гр}$ – гранична частота АЦП вважаємо, що $f_{гр} = 1 / (6,28 \cdot t_{пр}) = 14 \text{ кГц}$.

Отримаємо значення ємності конденсатора $C4 = C5 = 1100 \text{ пФ}$, приймаємо конденсатори типу K10 – 44вр, з номінальною ємністю $1500 \text{ пФ} \pm 5\%$.

Ємність конденсатора C3 визначим із умови компенсації паралельної індуктивності приєднувальних роз'ємів з $L_{пар} = 3 \text{ нГн}$, реактивний опір яких складає $X_{пар} = 56 \text{ Ом}$ тоді значення ємності C3 буде:

$$C3 = 1 / (6,28 \cdot f_{outmax} \cdot X_{пар}) = 1 / (6,28 \cdot 3000 \cdot 10^6 \cdot 56) = 0,94 \text{ пФ}.$$

Приймаємо номінальне значення ємності конденсатора $C3 = 1 \text{ пФ} \pm 2\%$ тип K10 – 44вр.

3.4 Модуль АЦП в МК PIC16F1508

Застосований МК має у своєму складі 10-бітний АЦП, працюючий у послідовному коді, на рис. 3.6 наведені узагальнені характеристики модуля.

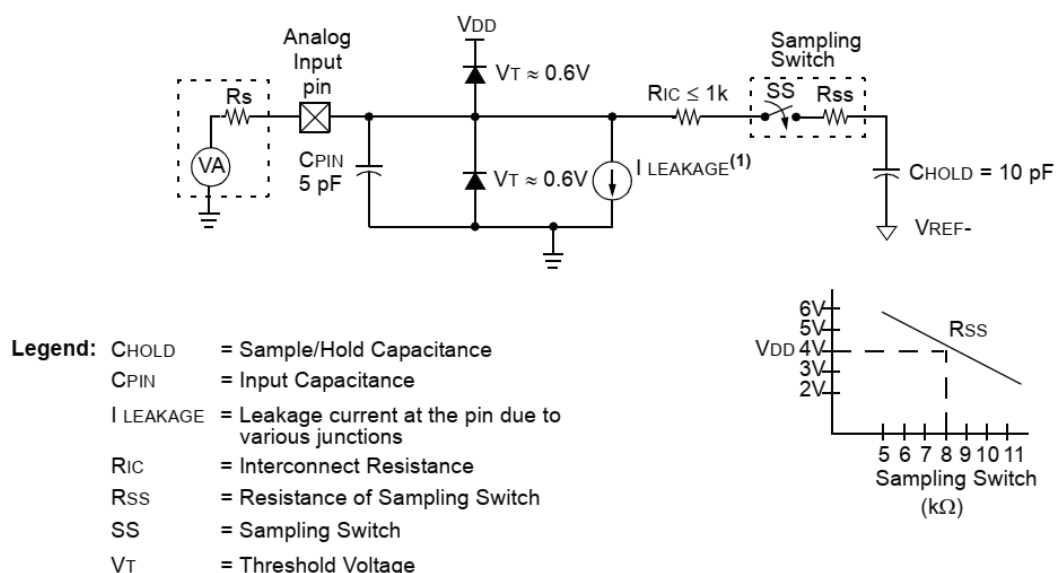


Рисунок 3.6 – Еквівалентна схема вивода АЦП

На рисунку 3.7 наведено процес перетворення АЦП.

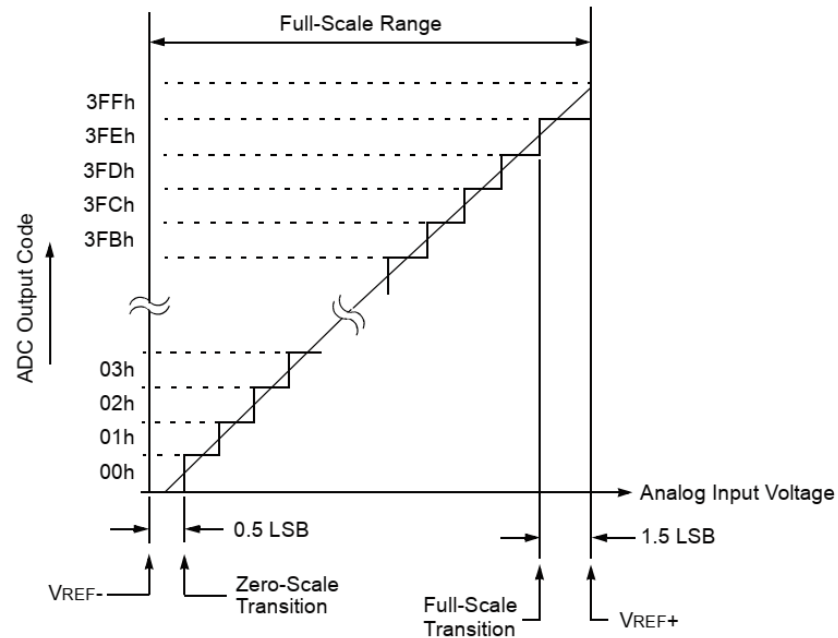


Рисунок 3.7 – Процес перетворення АЦП

На риунку 3.8 наведені часові характеристики АЦП для визначення швидкодії, необхідних часових інтервалів для синхронізації роботи перетворювача у складі прилада.

Assumptions: Temperature = 50°C and external impedance of 10kΩ 5.0V VDD

$$\begin{aligned}
 T_{ACQ} &= \text{Amplifier Settling Time} + \text{Hold Capacitor Charging Time} + \text{Temperature Coefficient} \\
 &= T_{AMP} + T_C + T_{COFF} \\
 &= 2\mu s + T_C + [(Temperature - 25^\circ C)(0.05\mu s/^\circ C)]
 \end{aligned}$$

The value for T_C can be approximated with the following equations:

$$V_{APPLIED} \left(1 - \frac{1}{(2^{n+1}) - 1} \right) = V_{CHOLD} \quad ;[1] \text{ } V_{CHOLD} \text{ charged to within } 1/2 \text{ lsb}$$

$$V_{APPLIED} \left(1 - e^{\frac{-T_C}{RC}} \right) = V_{CHOLD} \quad ;[2] \text{ } V_{CHOLD} \text{ charge response to } V_{APPLIED}$$

$$V_{APPLIED} \left(1 - e^{\frac{-T_C}{RC}} \right) = V_{APPLIED} \left(1 - \frac{1}{(2^{n+1}) - 1} \right) \quad ;\text{combining [1] and [2]}$$

Note: Where n = number of bits of the ADC.

Solving for T_C :

$$\begin{aligned}
 T_C &= -CHOLD(R_{IC} + R_{SS} + R_S) \ln(1/2047) \\
 &= -12.5pF(1k\Omega + 7k\Omega + 10k\Omega) \ln(0.0004885) \\
 &= 1.12\mu s
 \end{aligned}$$

Therefore:

$$\begin{aligned}
 T_{ACQ} &= 5\mu s + 1.12\mu s + [(50^\circ C - 25^\circ C)(0.05\mu s/^\circ C)] \\
 &= 7.37\mu s
 \end{aligned}$$

Рисунок 3.8 – Визначення часових характеристик АЦП

4 ОПИС КОНСТРУКЦІЇ ПРИЛАДУ

Вимірювач зібраний на одній друкованій платі з двошаровим фольгированим діелектриком із застосуванням технології поверхневого монтажу, при якому отримуємо мінімальні паразитні ємності монтажу. Для забезпечення такої технології застосовуються SMD елементи.

Прилад є портативним, живлення батарејне. Печатна плата має розміри 157 x 75 мм. ВЧ роз'єми розташовані на платі і виходять на передню торцеву стінку, вони марковані написами «Вихід ВЧ» і «Вхід АНТ». Зона на платі, де розміщені ВЧ елементи, вимірювальний міст і основний синтезатор частоти, закрита електричним екраном. Габаритна висота плати становить 24 мм, вона обмежена радіатором для мікросхеми стабілізатора і електrolітичними конденсаторами К50-35, розташованими вертикально.

Корпус вимірювача виконаний з ударостійкого полістиролу і складається з двох кришок. На верхній кришці закріплені: цифровий індикаторі мембранна клавіатура, на задній кришці розташований герметичний відсік для акумуляторної батареј. На задній торцевій стінці розташований роз'єм для підключення ПК він маркований написом «SPI».

Габаритні розміри корпусу разом з кришками становлюють 175 x 85 x 35 мм.

В даний час добре освоєний хімічний метод виробництва печатних плат (ПП) з фольгованих діелектриків. Цей метод поєднується з фотографічним і сеткографічеським способами отримання зображення друкованого рисунка і забезпечує високу роздільну здатність печатних провідників. Перевагами хімічного методу є: доступність механізації і автоматизації, можливість отримання високої якості друкованих плат, які мають високу адгезію друкованих провідників до діелектричних основи. Недоліками хімічного методу є: наявність активного впливу хімічних речовин на діелектричне підставу ПП, підвищена витрата реактивів травлення і підбурює міді, яка в більшості випадків не регенерується.

У промисловості в даний час широко впроваджуються хімічні методи отримання рисунка провідників печатних плат з фольгованих матеріалів з витонченою фольгою (5-10 мкм). У таких печатних платах вдається отримати вузькі друковані провідники і підвищити щільність печатного монтажу.

Фотографічний спосіб формування зображення малюнка друкованих плат заснований на використанні спеціальних фоточутливих матеріалів, що наносяться на підставу. Отримання малюнка найчастіше досягається за допомогою фотошаблонів методом контактного друку, який знаходить все більш широке поширення, особливо з налагодженням виробництва сухого плівкового фоторезиста і успіхами в удосконаленні спеціального обладнання для проведення друку.

Недоліком контактного методу є обмежена роздільна здатність через нерівномірність прилягання фотошаблону до плати, лінійних спотворень фотошаблону зважаючи на його деформації, нерівномірності засвічення великих полів пучком паралельних світлових променів.

Метод виготовлення ПП істотно впливає на їх схемно-конструкторські та експлуатаційно-економічні характеристики. Метод виготовлення ПП вибирають в залежності від складності принципової електричної схеми, конструктивно-технологічних вимог щодо розроблюваного виробу і оснащеності підприємства-виробника необхідним обладнанням і оснащенням. Методи виготовлення ПП відрізняються за способом нанесення зображення друкованих провідників і способу отримання провідного малюнка.

При комбінованому методі поєднується травлення фольгованого діелектрика з електрохімічної металізацією отворів.

Метод дорогий, але забезпечує надійну пайку елементів. Його використовують для виготовлення двосторонніх ПП, коли переходи з одного боку плати на іншу здійснюються за рахунок перехідних металізованих отворів, які утворюються безпосередньо в процесі технологічного циклу виготовлення плат. Можлива установка елементів на плату з зазором.

Навісні елементи необхідно розміщувати з урахуванням електричних зв'язків і теплового режиму із забезпеченням мінімальних значень довжин електричних зв'язків, кількості переходів друкованих провідників із шару на шар, паразитних зв'язків між навісними елементами, необхідно також прагнути до можливо рівномірному розподілу мас навісних елементів по поверхні плати з установкою елементів з великою масою поблизу місць механічного кріплення плати.

Основними обмеженнями при трасуванні є неприпустимість перетину в одному шарі провідників різних ланцюгів і метричні обмеження, пов'язані з обмеженим обсягом монтажного простору і розмірами які проводять сполук. При трасуванні враховуються такі параметри: сумарна довжина з'єднань, число міжшарових переходів, число кутів в з'єднаннях, взаємні наведення трас різних ланцюгів, число шарів проводять з'єднань. Трасування з'єднань після компоновання елементів повинна виконуватися так, щоб забезпечувалися задані електричні параметри виробу. Для цього потрібно виділити на схемі ланцюга сигналу, харчування і корпусу, щоб визначити необхідні вимоги по трасуванні провідників для кожної з цих ланцюгів.

Найбільш критичними до взаємовпливу ланцюгів є різного роду підсилювальні схеми, в яких наведення часто призводять до самозбудження схеми. Для зменшення наведень потрібно розносити вхідні і вихідні ланцюги якомога далі один від одного, екранувати окремі зони плати.

Поряд із забезпеченням заданих електричних параметрів виробу трасування повинна забезпечувати проведення найбільшого числа з'єднань при обмежених розмірах монтажного простору.

Проводить малюнок друкованої плати, розроблений в результаті трасування з'єднань, повинен відповідати таким вимогам: відповідати принциповій електричній схемі; всіх конструктивних, технологічних і електричних вимогам; забезпечувати нормальну роботу схеми при відповідних умовах експлуатації і зручність складально-монтажних і регулювальних робіт.

Основні розміри і крок координатної сітки повинні відповідати ГОСТ 10317-79: крок координатної сітки 2,5; 1,25; 0,5 мм ; розмір кожного боку друкованої плати повинен бути кратним 2,5 при довжині 100 мм , 5 при довжині до 350 мм , 10 при довжині понад 350 мм .

Максимальний розмір будьякої зі сторін має бути не більше 470 мм . Співвідношення лінійних розмірів сторін ПП повинно бути не більше 3:1. Відхилення від прямокутності ПП не повинна бути більше 0,2 мм на 100 мм довжини. Центри всіх отворів на ПП, включаючи кріпильні, повинні розташовуватися у вузлах координатної сітки.

Елементами ПП є діелектричне підставу, металеве покриття у вигляді малюнка друкованих провідників і контактних майданчиків, монтажні та фіксують отвори. Вони повинні відповідати вимогам ГОСТ 23752 – 86 і галузевих стандартів.

Двосторонню ПП виконуємо на стеклотестоліті фольгированном СФ-1-35 без металізації. Плати на шаруватому діелектрику прості за конструкцією і економічні у виготовленні.

Метод виготовлення ПП субтрактивним, в якості підстави для друкованого монтажу використовують фольговані діелектрики, на яких формується проводить малюнок шляхом видалення фольги з непровідних ділянок.

Монтаж елементів – поверхневий. Перевага поверхневого монтажу в порівнянні з традиційним методом, зводиться до наступного:

- підвищення щільності компоновки, так як багато компоненти, преднозначени для монтажу, мають крок розташування контактних площадок, рівний 1,25 або 0,625 мм , і їх можна монтувати на двох сторонах плати;
- зниження витрат на виготовлення ПП через застаріння операцій свердління монтажних отворів, їх очищення, металізації і контролю;
- виключення підготовчих операцій: випрямлення, обрізка, формування висновків;

– підвищення надійності міжз'єднань.

Впровадження поверхневого монтажу пов'язано з підвищенням вимог до ПП (узгодження з компонентами, улудшен тепловідведення, відсутність жолоблення, геометрична стабільність, зменшення ширини провідників і зазорів).

Для поверхневого монтажу використовуємо пайку ІК– нагріванням. Вона може проводитися в контрольованій газовому середовищі або вакуумі, що визначає можливість реалізації бесфлюсового з'єднання. Джерелом ІК-випромінювання служать галогенні кварцові лампи розжарювання. Для ІК-нагрівання технології РЕА використовується вузький діапазон довжин хвиль від 1 до 5 мкм. Цей технологічний процес повністю виконується на паяльній станції.

Формування теплового поля при пайку ІК-випромінювання проводиться за допомогою різних за геометрії відбивачів (рефлекторів). Для фокусування випромінювання в точці або уздовж лінії застосовують відбивачі еліптичної форми, в ближньому фокусі якого міститься джерело, а в далекому – об'єкт нагріву. Збірка швидко і рівномірно нагрівається і відбувається розплавлення припою.

Внутрішньоблокові монтаж РЕА виконується одиночними проводами, шляхом їх прокладки по найкоротшій відстані. В результаті цього досягаються мінімальні паразитні зв'язку між електричними ланцюгами. Процес монтажу виконується в самому приладі пайкою вручну або накруткою на програмованому обладнанні.

Пайка елементів друкованої плати:

– для фіксації резисторів на ПП або гнучкою мікросхемі допускається використання клею ГИПК-231 по ТУ 6-05-251-96-79.

Не допускається встановлювати резистори на платі резистивним шаром вниз.

Пайка резисторів проводиться припоєм ПОС-61 по ГОСТ 21930-76 при температурі 265° С.

Флюс ФКСН по ОСТ 4.ГО.033.000. Час пайки не більше 4 секунд. При ручному складанні дозволена потужність паяльника 25 Вт. Допускається нагрівання резисторів до температури 165°C , час витримки не більше 15 секунд. При монтажі резисторів пайку слід проводити при температурі припою 260°C . Протягом дня трохи більше 4 секунд безпосередньо до комутаційних доріжках ПП.

Допускається застосування автоматичного групового монтажу пайкою хвилею припою при безпосередньому зануренні корпусу резистора в хвилю припою з температурою 260°C на час не більше 10 секунд. При пайку використовується припой ПОС-61 і флюс ФКСН з добавкою диетиламіну гідрохлориду та ФКСН. Контактні майданчики резисторів знежирити спиртобензиновою сумішшю в співвідношенні 1:1.

Конденсатори монтуються на платі за допомогою пайки за контактну поверхню. Для забезпечення максимальної міцності припускається проводити приклеювання конденсаторів до плати.

Пайку конденсаторів виробляємо методом занурення в розплавлений припій.

Допускається проводити монтаж конденсаторів за допомогою паяльника пайкою за контактні площадки або за допомогою дрітятих висновків діаметром не більше 0,15 мм шляхом припаювання їх до торцевих контактних поверхонь.

Для пайки рекомендується застосовувати такі припої, ПОСК-50-18 по ГОСТ 21930-76 при робочій температурі конденсаторів до 85°C . ПсрОС – 358 ГОСТ 19738-44 або інші олов'янно-свинцеві припої із вмістом срібла не менше 2% і температури плавлення 190°C при робочій температурі конденсаторів понад 105°C .

Температура розплавленого припою або жала паяльника 250°C , час паяння не більше 3 секунд.

Допустима температура монтажу транзисторів не повинна перевищувати 230°C протягом не більше 10 секунд.

Пайка виводів транзисторів допускається не ближче 3 мм від корпусу, за методикою, що не приводить до порушення конструкції і герметичності транзисторів, при температурі не вище 270° С протягом не більше 5 секунд.

Вигин виводів транзисторів допускається не ближче 3 мм від корпусу транзистора. Дозволяється обрізати висновки на відстані 3 мм від корпусу. Обидва еміттерних виведення повинні бути симетрично з'єднані в електричній схемі.

Пайка виводів допускається не ближче 3 мм від корпусу транзистора за умови, що температура корпусу в будь-якої точки не перевищуватиме 150° С.

ВИСНОВКИ

Підсумком виконаної роботи є розробка принципової схеми і конструкції малогабаритного аналізатора для визначення КСХ і зворотного загасання в широкій смузі частот 100-1000 МГц.

У складі аналізатора застосовуються програмований однокристальний мікроконтролер типу PIC16F1508, схема синтезатора частот із застосуванням ІМС типу MAX2870.

Прилад має внутрішню схему послідовного інтерфейсу типу SPI для зв'язку із зовнішнім ПЕОМ.

Прилад відрізняється широкою смугою робочих частот, що перекривають весь УКХ діапазон 93,75-3000 МГц, високим значенням максимального КСХ-10, прийнятною для практичних застосувань точністю вимірювань і відносно малими масогабаритними характеристиками.

Виконано електричний розрахунок основних вузлів: генераторів, управляємих напругою, синтезатора частот, схем підключення до МК зовнішніх детекторів і підсилювачів постійного струму, керуючих ключів на транзисторах, а також виконано техніко-економічний розрахунок, який показує високу ефективність даної розробки.

Подальшим розвитком даної розробки слід вважати забезпечення роботи в більш широкому діапазоні частот і з одночасним поліпшенням метрологічних характеристик, за рахунок застосування більш сучасних елементів, за рахунок зміни схемотехнічних рішень і за рахунок застосування більш гнучкою і точною методики калібрування процесу вимірювання з можливим урахуванням внесених спотворень перехідниками і коаксіальними з'єднувачами.

Значне зменшення кроку дискретності почастоті зажадає проводити аналіз в 10000-13000 точках, що потребують обсягу ОЗП близько 16 Кбайт і застосування ІМС зовнішньої пам'яті.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений [Текст] / Ф. Мейзда. – Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 535 с.
2. Витко Б. Графический антенный анализатор SWR – 121 V/U // Радиолюбби. – 2002. – №2. – С. 47 – 48.
3. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов [Текст] / Е.А. Коломбет. – М.: Радио и связь, 1991. – 376 с.
4. Федорков Б.Т. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение [Текст] / Б.Т. Федорков, В.А. Телец. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
5. Григорьев О.П. Диоды: Справочник [Текст] / О.П. Григорьев. – М.: Радио и связь, 1990. – 336 с.
6. Современные микроконтроллеры: Архитектура, средства проектирования, примеры применения. Телесистемы. / Под.ред. И.В. Коршуна. – М.: АКИМ, 2005. – 176 с.
7. UMA1014 – Low-power frequency synthesizer for mobile radio communications. Data Sheet Philips Semiconductors, 1992, 954 – 966 с.
8. ADC0831/ADC0832/ADC0834/ADC0838 8 – Bit Serial I/O AD Converters with Multiplexer Options – Natinal Semiconductor Corporation, 2002.
9. Граф Р.Ф. Энциклопедия электронных схем [Текст] / Р.Ф. Граф, В.Д. Том. – М.: ДМК Пресс, 2001. – Т.1 – 304 с., Т.2 – 416 с., Т.3 – 384 с.
10. Шрайбер Г. 400 новых радиоэлектронных схем [Текст] / Г. Шрайбер: Пер. с фр. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 368 с.
11. Бирюков С.А. Применение цифровых микросхем серий ТТЛ и КМОП [Текст] / С.А. Бирюков. – М.: ДМК, 1999. – 240 с.
12. Перельман Б.Л. Новые транзисторы [Текст] / Б.Л. Перельман. – М.: Солон, 1996. – Часть 3. – 256 с.

13. Стацин В.В. Проектирование цифровых устройств на однокристальных микроконтроллерах [Текст] / В.В. Стацин, А.В. Урусов, О.Ф. Мологонцева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 224 с.

14. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование [Текст] / В. Фуско: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

15. Абрatis В.Б. Микропроцессоры и микропроцессорные комплексы интегральных микросхем: Справочник. В 2-х том. [Текст] / В.Б. Абрatis, Н.Н. Аверьянов и др. / Под ред. В.А. Шахнова. – М.: Радио и связь, 1998. – Т1. – 368 с.

16. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами[Текст] / А.А. Ровдо. – М.: Лайт Лтд, 2000. – 288 с.

17. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: схемы, блоки, 50-омная техника [Текст] / Э. Ред: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.

Додаток А

ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ МІКРОСХЕМИ MAX2780

VCC_to GND_-0.3V to +3.9V
 All Other Pins to GND_ -0.3V to VCC_ + 0.3V
 Continuous Power Dissipation (TA = +70NC)
 TQFN-EP Multilayer Board
 (derate 34.5mW/NC above +70NC).....2758.6mW
 Junction Temperature+150NC
 Operating Temperature Range..... -40NC to +85NC
 Storage Temperature Range..... -65NC to +150NC
 Lead Temperature (soldering, 10s) +300NC
 Soldering temperature (reflow)+260NC
 TQFN
 Junction-to-Ambient Thermal Resistance (BJA)29NC/W Junction-to-Case Thermal Resistance (BJC).....1.7NC/W

Absolute Maximum Ratings

Note 1: Package thermal resistances were obtained using the method described in JEDEC specification JESD51-7, using a four-layer

board. For detailed information on package thermal considerations, refer to www.maximintegrated.com/thermal-tutorial.

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

Package Thermal Characteristics (Note 1)

DC Electrical Characteristics

(Measured using MAX2870 EV Kit. VCC_ = 3V to 3.6V, VGND_ = 0V, fREF_IN = 50MHz, fPFD = 25MHz, TA = -40NC to +85NC. Typical

values measured at VCC_ = 3.3V; TA = +25NC; register settings (Reg 0:5) 00780000,20000141,01005E42,00000013,610F423C,01400005; unless otherwise noted.) (Note 2)

AC Electrical Characteristics

(Measured using MAX2870 EV Kit. VCC_ = 3V to 3.6V, VGND_ = 0V, fREF_IN = 50MHz, fPFD = 25MHz, fRFOUT_ = 6000MHz,

TA = -40NC to +85NC. Typical values measured at VCC_ = 3.3V, TA = +25NC, register settings (Reg 0:5)

00780000,20000141,01005E42,00000013,610F423C,01400005; unless otherwise noted.) (Note 2)

MAX2870 23.5MHz to 6000MHz Fractional/

Integer-N Synthesizer/VCO

www.maximintegrated.com Maxim Integrated | 2

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage	3	3.3	3.6	V	
RFOUT_ Current Consumption	IRFOUT_, minimum output power, single channel	8.5	mA		
IRFOUT_, maximum output power, single channel	25	29			
Supply Current	Both channels enabled, maximum output power	Total, including RFOUT, both channel (Note 3)	144	180	mA
Each output divide-by-2	10	15			
ICCVCO + ICCRF (Note 3)	75	95			
Low-power sleep mode	1				

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
REFERENCE OSCILLATOR INPUT (REF_IN)					
REF_IN Input Frequency Range	10	200	MHz		
REF_IN Input Sensitivity	0.7	VCC ₋	V _{PP}		
REF_IN Input Capacitance	2	pF			
REF_IN Input Current	-60	+60	FA		
PHASE DETECTOR					
Phase Detector Frequency	Integer-N mode	105	MHz		
Fractional-N mode	50				

AC Electrical Characteristics (continued)

(Measured using MAX2870 EV Kit. VCC₋ = 3V to 3.6V, VGND₋ = 0V, f_{REF_IN} = 50MHz, f_{PPD} = 25MHz, f_{RFOUT_-} = 6000MHz,

TA = -40NC to +85NC. Typical values measured at VCC₋ = 3.3V, TA = +25NC, register settings (Reg 0:5)

00780000,20000141,01005E42

,00000013,610F423C,01400005; unless otherwise noted.) (Note 2)

MAX2870 23.5MHz to 6000MHz Fractional/

Integer-N Synthesizer/VCO

www.maximintegrated.com Maxim Integrated | 3

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CHARGE PUMP					
Sink/Source Current	CP[3:0] = 1111, RSET = 5.1kI	5.12	mA		
CP[3:0] = 0000, RSET = 5.1kI	0.32				
RSET Range	2.7	10	kI		
RF OUTPUTS					
Fundamental Frequency Range	3000	6000	MHz		
Divided Frequency Range	With output dividers (1/2/4/8/16/32/64/128)	23.4375	6000	MHz	
VCO Sensitivity	100	MHz/V			
Frequency Pushing	Open loop	0.7	MHz/V		
Frequency Pulling	Open loop into 2:1 VSWR	70	KHz		
2nd Harmonic	Fundamental VCO output	40	dBc		
3rd Harmonic	Fundamental VCO output	34	dBc		
2nd Harmonic	VCO output divided-by-2	20	dBc		
3rd Harmonic	VCO output divided-by-2	21	dBc		
Maximum Output Power	f _{RFOUT_-} = 3000MHz (Note 4)	5	dBm		
Minimum Output Power	f _{RFOUT_-} = 3000MHz (Note 4)	-4	dBm		
Output Power Variation (Note 4)	-40NC P TA P +85NC	1.5	dB		
3V P VCC ₋ P 3.6V	0.2				
Muted Output Power	(Note 4)	-31	dBm		
VCO AND FREQUENCY SYNTHESIZER NOISE					
VCO Phase Noise (Note 5)	VCO at 3000MHz	10kHz offset	-83.5	dBc/Hz	
100kHz offset	-111				

1MHz offset	-136				
5MHz offset	-149				
VCO at 4500MHz	10kHz offset	-75			
100kHz offset	-104				
1MHz offset	-130				
5MHz offset	-145.5				
VCO at 6000MHz	10kHz offset	-71.5			
100kHz offset	-100.5				
1MHz offset	-128.0				
5MHz offset	-143.5				
In-Band Noise Floor	Normalized (Note 6)	-226.4	dBc/Hz		
1/f Noise	Normalized (Note 7)	-116	dBc/Hz		
In-Band Phase Noise	(Note 8)	-95	dBc/Hz		
Integrated RMS Jitter	(Note 9)	0.25	ps		
Spurious Signals Due to PFD Frequency	-87	dBc			
VCO Tune Voltage	0.5	2.5	V		

Digital I/O Characteristics

(VCC_ = +3V to +3.6V, VGND_ = 0V, TA = -40NC to +85NC. Typical values at VCC_ = 3.3V, TA = +25NC.) (Note 2)

SPI Timing Characteristics

(VCC_ = +3V to +3.6V, VGND_ = 0V, TA = -40NC to +85NC. Typical values at VCC_ = 3.3V, TA = +25NC.) (Note 2)

Note 2: Production tested at TA = +25NC. Cold and hot are guaranteed by design and characterization.

Note 3: fREFIN = 100MHz, phase detector frequency = 25MHz, RF output = 6000MHz.

Register setting: 00780000, 20400061, 20011242, F8010003, 608001FC, 80440005

Note 4: Measured single ended with 27nH to VCC_RF into 50I load. Power measured with single output enabled. Unused output has 27nH to VCC_RF with 50I termination.

Note 5: VCO phase noise is measured open loop.

Note 6: Measured at 200kHz using a 50MHz Bliley NV108C19554 OCVCXO with 2MHz loop bandwidth. Register setting 801E0000, 8000FFF9, 80005FC2, 6C10000B, 638E80FC, 400005. EV kit loop filter: C13 = 1500pF, C14 = 33pF, R1 = 0Ω, R2 = 1100Ω, R0 = 0Ω, C12 = open.

Note 7: 1/f noise contribution to the in-band phase noise is computed by using $1/f_{noise} + 10\log(10\text{kHz}/f_{OFFSET}) + 20\log(f_{RF}/1\text{GHz})$. Register setting: 803A0000, 8000FFF9, 81005F42, F4000013, 6384803C, 001500005

Note 8: fREFIN = 50MHz; fPFD = 25MHz; offset frequency = 10kHz; VCO frequency = 4227MHz, output divide-by-2 enabled. RFOUT = 2113.5MHz; N = 169; loop BW = 40kHz, CP[3:0] = 1111; integer mode.

Note 9: fREFIN = 50MHz; fPFD = 50MHz; VCO frequency = 4400MHz, fRFOUT_ = 4400MHz; loop BW = 65kHz. Register setting:

002C0000, 200303E9, 80005642, 00000133, 638E82FC, 01400005. EV kit loop filter: C13 = 0.1μF, C14 = 0.012μF, R1 = 0Ω, R2 = 120Ω, R0 = 250Ω, C12 = 820pF

Додаток Б

ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ МІКРОСХЕМИ PIC16F1508

PIC16(L)F1503

DS41607A-page 288 Preliminary © 2011 Microchip Technology Inc.

28.2 DC Characteristics: PIC16(L)F1503-I/E (Industrial, Extended)

PIC16LF1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)					
PIC16F1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)					
Param No.	Device Characteristics	Min.	Typ†	Max.	Units	Conditions
VDD	Note					
Supply Current (IDD)(1, 2)	D013					
—	25	140	μA	1.8	FOSC = 1 MHz EC Oscillator mode, Medium-power mode	
—	45	230	μA	3.0		
D013	—	60	180	μA	2.3	FOSC = 1 MHz EC Oscillator mode Medium-power mode
—	80	240	μA	3.0		
—	100	320	μA	5.0		
D014	—	100	250	μA	1.8	FOSC = 4 MHz EC Oscillator mode, Medium-power mode
—	180	430	μA	3.0		
D014	—	160	275	μA	2.3	FOSC = 4 MHz EC Oscillator mode Medium-power mode
—	210	450	μA	3.0		
—	260	650	μA	5.0		
D015	—	2.5	18	μA	1.8	FOSC = 31 kHz LFINTOSC mode
—	4.0	20	μA	3.0		
D015	—	14	58	μA	2.3	FOSC = 31 kHz LFINTOSC mode
—	15	65	μA	3.0		
—	16	70	μA	5.0		
D017*	—	0.40	0.70	mA	1.8	FOSC = 8 MHz HFINTOSC mode
—	0.60	1.10	mA	3.0		
D017*	—	0.50	0.75	mA	2.3	FOSC = 8 MHz HFINTOSC mode
—	0.60	1.15	mA	3.0		
—	0.70	1.35	mA	5.0		
D018	—	0.60	1.2	mA	1.8	FOSC = 16 MHz HFINTOSC mode
—	1.0	1.75	mA	3.0		
D018	—	0.74	1.2	mA	2.3	FOSC = 16 MHz HFINTOSC mode
—						
0.96	1.8	mA	3.0			
—	1.03	2.0	mA	5.0		
D019A	—	6	17	μA	1.8	FOSC = 32 kHz ECL mode
—	8	20	μA	3.0		
D019A	—	14	25	μA	3.0	FOSC = 32 kHz

—	15	30	μA	5.0		ECL mode
D019B	—	15	165	μA	1.8	FOSC = 500 kHz ECM mode
—	20	190	μA	3.0		

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for extended

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for extended

* †	These parameters are characterized but not tested. Data in "Typ" column is at 3.0V, 25°C unless otherwise stated. These parameters are for design guidance only and are not tested. The test conditions for all IDD measurements in active operation mode are: CLKIN = external square wave, from rail-to-rail; all I/O pins tri-stated, pulled to VDD; MCLR = VDD; WDT disabled. The supply current is mainly a function of the operating voltage and frequency. Other factors, such as I/O pin loading and switching rate, oscillator type, internal code execution pattern and temperature, also have an impact on the current consumption.
Note 1:	
2:	

© 2011 Microchip Technology Inc. **Preliminary** DS41607A-page 289

PIC16(L)F1503

D019B	—	34	210	μA	3.0	FOSC = 500 kHz ECM mode
—	37	270	μA	5.0		
D019C	—	0.65	—	mA	3.0	FOSC = 20 MHz ECH mode
D019C	—	0.75	—	mA	3.0	FOSC = 20 MHz ECH mode
—	0.87	—	mA	5.0		
PIC16LF1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)					
PIC16F1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)					
Param No.	Device Characteristics	Min.	Typ†	Max.	Units	Conditions
VDD	Note					

28.2 DC Characteristics: PIC16(L)F1503-I/E (Industrial, Extended) (Continued)

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for extended

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for extended

* These parameters are characterized but not tested.

†	Data in "Typ" column is at 3.0V, 25°C unless otherwise stated. These parameters are for design guidance only and are not tested. The test conditions for all IDD measurements in active operation mode are: CLKIN = external square wave, from rail-to-rail; all I/O pins tri-stated, pulled to VDD; MCLR = VDD; WDT disabled. The supply current is mainly a function of the operating voltage and frequency. Other factors, such as I/O pin loading and switching rate, oscillator type, internal code execution pattern and temperature, also have an impact on the current consumption.
Note 1:	
2:	

and switching rate, oscillator type, internal code execution pattern and temperature, also have an impact on the current consumption.

PIC16(L)F1503

DS41607A-page 290 **Preliminary** © 2011 Microchip Technology Inc.

28.3 DC Characteristics: PIC16(L)F1503-I/E (Power-Down)

PIC16LF1503	Standard Operating Conditions (unless
-------------	---------------------------------------

	otherwise stated)						
PIC16F1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)						
Param No.	Device Characteristics	Min.	Typ†	+85°C Max.	+125°C Max.	Units	Conditions
VDD	Note						
Power-down Base Current (IPD)(2)	D022						
—	.02	1.0	2.4	μA	1.8		WDT, BOR, FVR, and T1OSC disabled, all Peripherals Inactive
—	.03	1.1	3.0	μA	3.0		
D022	—	10	35	40	μA	2.3	WDT, BOR, FVR, and T1OSC disabled, all Peripherals Inactive
—	11	42	48	μA	3.0		
—	12	45	61	μA	5.0		
D023	—	0.2	1.5	2.4	μA	1.8	LPWDT Current (Note 1)
—	0.5	2.0	3.0	μA	3.0		
D023	—	11	38	44	μA	2.3	LPWDT Current (Note 1)
—	12	43	48	μA	3.0		
—	13	48	65	μA	5.0		
D023A	—	13	22	25	μA	1.8	FVR current (Note 1)
—	22	24	27	μA	3.0		
D023A	—	23	62	65	μA	2.3	FVR current (Note 1)
—	30	72	75	μA	3.0		
—	34	115	120	μA	5.0		
D024	—	7	14	16	μA	3.0	BOR Current (Note 1)
D024	—	15	47	50	μA	3.0	BOR Current (Note 1)
—	17	55	66	μA	5.0		
D024A	—	0.2	5	7	μA	3.0	LPBOR Current
D024A	—	10	25	40	μA	3.0	LPBOR Current
—	12	30	50	μA	5.0		
D026	—	0.03	3.5	4.0	μA	1.8	A/D Current (Note 1, Note 3), no conversion in progress
—	0.04	4.0	4.5	μA	3.0		
D026	—	10	39	45	μA	2.3	A/D Current (Note 1, Note 3), no conversion in progress
—	11	43	49	μA	3.0		
—	12	46	65	μA	5.0		
D026A*	—	250	1.5	3.0	μA	1.8	A/D Current (Note 1, Note 3), conversion in progress
—	250	2.0	3.5	μA	3.0		
D026A*	—	280	38	45	μA	2.3	A/D Current (Note 1, Note 3), conversion in progress
—	280	43	49	μA	3.0		
—	280	46	65	μA	5.0		

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for extended

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for extended

* These parameters are characterized but not tested.

† Data in "Typ" column is at 3.0V, 25°C unless otherwise stated. These parameters are for design guidance only and are not tested.

Legend:	TBD = To Be Determined
Note 1:	The peripheral current is the sum of the base IDD or IPD and the additional current consumed when this peripheral is enabled. The peripheral Δ current can be determined by subtracting the base IDD or IPD current from this limit. Max values should be used when calculating total current consumption. The power-down current in Sleep mode does not depend on the oscillator type. Power-down current is measured with the part in Sleep mode, with all I/O pins in high-impedance state and tied to VDD. A/D oscillator source is FRC.
2:	
3:	

© 2011 Microchip Technology Inc. **Preliminary** DS41607A-page 291

PIC16(L)F1503

D027* Param No.	Device Characteristics	Min.	Typ†	+85°C Max.	+125°C Max.	Units	Conditions
—	20	43	55	μA	1.8	1 Comparator Enabled (HP Mode)	
—	21	45	60	μA	3.0		
D027*	—	30	53	65	μA	2.3	1 Comparator Enabled (HP Mode)
—	31	57	70	μA	3.0		
—	32	61	75	μA	5.0		
D027A*	—	7	20	35	μA	1.8	1 Comparator Enabled (LP Mode)
—	80	25	40	μA	3.0		
D027A*	—	17	30	45	μA	2.3	1 Comparator Enabled (LP Mode)
—	18	37	55	μA	3.0		
—	19	40	60	μA	5.0		
D028*	—	21	44	56	μA	1.8	2 Comparators Enabled (HP Mode)
—	22	46	61	μA	3.0		
D028*	—	31	54	66	μA	2.3	2 Comparators Enabled (HP Mode)
—	32	58	71	μA	3.0		
—	33	62	76	μA	5.0		
D028A*	—	8	21	36	μA	1.8	2 Comparators Enabled (LP Mode)
—	81	26	41	μA	3.0		
D028A*	—	18	31	46	μA	2.3	2 Comparators Enabled (LP Mode)
—	19	38	56	μA	3.0		
—	20	41	61	μA	5.0		
PIC16LF1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)						
PIC16F1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)						
VDD	Note						

28.3 DC Characteristics: PIC16(L)F1503-I/E (Power-Down) (Continued)

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ for extended

Operating temperature $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$ for industrial

-40°C ≤ TA ≤ +125°C for extended

* These parameters are characterized but not tested.

† Data in "Typ" column is at 3.0V, 25°C unless otherwise stated. These parameters are for design guidance only and are not tested.

Legend: TBD = To Be Determined

Note 1: The peripheral current is the sum of the base IDD or IPD and the additional current consumed when this peripheral is enabled. The peripheral Δ current can be determined by subtracting the base IDD or IPD current from this limit. Max values should be used when calculating total current consumption.

2: The power-down current in Sleep mode does not depend on the oscillator type. Power-down current is measured with the part in Sleep mode, with all I/O pins in high-impedance state and tied to VDD.

3: A/D oscillator source is FRC.

PIC16(L)F1503

DS41607A-page 292 **Preliminary** © 2011 Microchip Technology Inc.

DC Characteristics: PIC16(L)F1503-I/E (Power-Down) (Continued)

PIC16LF1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)						
PIC16F1503	Standard Operating Conditions (unless otherwise stated)						
Param No.	Device Characteristics	Min.	Typ†	+85°C Max.	+125°C Max.	Units	Conditions
VDD	Note						
Power-down Base Current (IPD) in Low-Power Sleep mode(2)							
—	0.1	1.5	2.0	μA	2.3	Base	
0.2	1.7	2.3	μA	3.0			
0.3	1.9	2.5	μA	5.0			
—	18	40	45	μA	2.3	FVR Enabled	
18.5	45	50	μA	3.0			
19	47	52	μA	5.0			
—	8.0	20	25	μA	3.0	BOR Enabled	
9.5	24	30	μA	5.0			
—	3.2	13	18	μA	2.3	Comparator Enabled (LP mode)	
3.5	14	19	μA	3.0			
3.6	15	20	μA	5.0			
—	17.0	40	45	μA	2.3	Comparator Enabled (HP mode)	
17.5	42	47	μA	3.0			
18.0	43	48	μA	5.0			

Operating temperature -40°C ≤ TA ≤ +85°C for industrial

-40°C ≤ TA ≤ +125°C for extended

Operating temperature -40°C ≤ TA ≤ +85°C for industrial

-40°C ≤ TA ≤ +125°C for extended

* These parameters are characterized but not tested.

† Data in "Typ" column is at 3.0V, 25°C unless otherwise stated. These parameters are for design guidance only and are not tested.

Legend:	TBD = To Be Determined
Note 1:	The peripheral current is the sum of the base IDD or IPD and the additional current consumed when this peripheral is enabled. The peripheral Δ current can be determined by subtracting the base IDD or IPD current from this limit. Max values should be used when calculating total current consumption.
2:	The power-down current in Sleep mode does not depend on the oscillator type. Power-down current is measured with the part in Sleep mode, with all I/O pins in high-impedance state and tied to VDD.
3:	A/D oscillator source is FRC.

© 2011 Microchip Technology Inc. **Preliminary** DS41607A-page 293

PIC16(L)F1503

28.4 DC Characteristics: PIC16(L)F1503-I/E

DC CHARACTERISTICS		Standard Operating Conditions (unless otherwise stated) Operating temperature - 40°C ≤ TA ≤ +85°C for industrial -40°C ≤ TA ≤ +125°C for extended					
Param No.	Sym.	Characteristic	Min.	Typ†	Max.	Units	Conditions
VIL VIH	Input Low Voltage	D030 D030A D031 D032 D040 D040A D041 D042					
I/O PORT:							
with TTL buffer with Schmitt Trigger buffer MCLR	—	—	0.8	V	4.5V ≤ VDD ≤ 5.5V		
—	—	0.15 VDD	V	1.8V ≤ VDD ≤ 4.5V			
—	—	0.2 VDD	V	2.0V ≤ VDD ≤ 5.5V			
—	—	0.2 VDD	V				
Input High Voltage							
I/O ports: with TTL buffer with Schmitt Trigger buffer MCLR	—	—					
2.0	—	—	V	4.5V ≤ VDD ≤ 5.5V			
0.25 VDD + 0.8	—	—	V	1.8V ≤ VDD ≤ 4.5V			
0.8 VDD	—	—	V	2.0V ≤ VDD ≤ 5.5V			
0.8 VDD	—	—	V				
IIL	Input Leakage Current(1)	D060 D061					
I/O ports MCLR(2)	— —	± 5 ± 5 ± 50	± 125 ± 1000 ± 200	nA nA nA	VSS ≤ VPIN ≤ VDD, Pin at high impedance at 85°C 125°C VSS ≤ VPIN ≤ VDD at 85°C		
IPUR	Weak Pull-up Current	D070*					
25 25	100 140	200 300	μA	VDD= 3.3V, VPIN= VSS VDD= 5.0V, VPIN= VSS			
VOL	Output Low Voltage(3)	D080					
I/O ports	—	—	0.6	V	IOL = 8mA, VDD = 5V IOL = 6mA, VDD = 3.3V IOL = 1.8mA, VDD = 1.8V		
VOH	Output High Voltage(3)	D090					
I/O ports	VDD - 0.7	—	—	V	IOH = 3.5mA, VDD		

					= 5V I _{OH} = 3mA, V _{DD} = 3.3V I _{OH} = 1mA, V _{DD} = 1.8V		
Capacitive Loading Specs on Output Pins	D101A*	CIO					
All I/O pins	—	—	50	pF			

*	These parameters are characterized but not tested.
† Data in "Typ" column is at 3.0V, 25°C unless otherwise stated. These parameters are for design guidance only and are not tested.	
Negative current is defined as current sourced by the pin.	Note 1:

2: The leakage current on the MCLR pin is strongly dependent on the applied voltage level. The specified levels represent normal operating conditions. Higher leakage current