

Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Варавін Антон Валерійович

УДК 621.317.7:621.391

ДИСЕРТАЦІЯ

Фазова синхронізація частоти твердотільних джерел сигналів в
короткохвильовій частині міліметрового діапазону радіохвиль

01.04.03 – радіофізика

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ А. В. Варавін

Науковий керівник Єрмак Геннадій Павлович
кандидат фізико-математичних наук, старший науковий співробітник

Харків – 2019

АНОТАЦІЯ

Варавін А. В. «Фазова синхронізація частоти твердотільних джерел сигналів в короткохвильовій частині міліметрового діапазону радіохвиль». – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата фізико-математичних наук за спеціальністю 01.04.03 – радіофізика. – Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України, Харків, 2019.

Дисертаційна робота присвячена дослідженню методів синхронізації коливань твердотільних джерел сигналів на основі лавинно-пролітних діодних помножувачів частоти та радіофізичних методів вимірювань у міліметровому та терагерцевому діапазонах довжин хвиль із метою підвищення інформативності та якості фізичних експериментів у процесі вирішення завдань радіоспектроскопії, інтерферометрії високотемпературної плазми, діелектрометрії та дослідження електродинамічних характеристик НВЧ пристроїв.

Об'єктом дослідження є процеси фазової синхронізації частоти твердотільних джерел НВЧ випромінювання.

Предметом дослідження є фазо-синхронізовані лавинно-пролітні діодні помножувачі частоти у складі вимірювальних систем із високою роздільною здатністю міліметрового діапазону довжин хвиль.

У роботі виконано аналітичний огляд існуючих на даний момент методів фазової синхронізації електронно-вакуумних і твердотільних генераторів і фазометричних методів вимірювань, які застосовуються у радіоспектроскопії й інтерферометрії плазми міліметрового та субміліметрового діапазонів.

Як впливає з результатів огляду, одним з перспективних типів джерел сигналів у короткохвильовій частині міліметрового та у терагерцевому діапазонах слід вважати джерела, що побудовані на основі помножувальних ланцюжків, які містять високостабільні задавальні мікрохвильові генератори з низьким рівнем фазових шумів і активні лавинно-пролітні діодні (ЛПД) – помножувачі частоти високої кратності множення.

Запропоновано методику фазової синхронізації активних ЛПД-помножувачів у гетеродинному векторному аналізаторі двоміліметрового діапазону, проведені вимірювання спектральних характеристик, амплітудної та фазової чутливості векторного аналізатора й експериментальні дослідження амплітудних і фазових характеристик відкритих резонаторів двоміліметрового діапазону.

У роботі також вирішується проблема однозначного вимірювання фази у реальному масштабі часу у завданнях інтерферометрії високотемпературної плазми під час вимірювань електронної концентрації плазми. Для вирішення цієї проблеми запропоновано метод однозначного вимірювання фази у двочастотних гетеродинних інтерферометрах двоміліметрового діапазону, що дозволяє вимірювати великі фазові набіги та проводити вимірювання пікової щільності плазми до $10 \times 10^{19} \text{ м}^{-3}$ із часовою роздільною здатністю 100 мкс без неоднозначностей вимірювання.

На основі мікрохвильових генераторів із діелектричними резонаторами і ЛПД-помножувачів частоти з ФАПЧ створено синтезатор частоти чотириміліметрового діапазону. Встановлено, що застосування синтезатора у квазіоптичному ЕПР-спектрометрі підвищило точність вимірювання спектрів поглинання магнітних зразків. Застосування синтезатора у Державному еталоні одиниці електро рушійної сили (ЕРС) і напруги як джерела опромінення матриці контактів Джозефсона підвищило точність існуючого еталона на 3 порядки.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Створено методику фазової синхронізації частоти активних ЛПД-помножувачів високої кратності у гетеродинному векторному аналізаторі двоміліметрового діапазону, що забезпечує похибку вимірювання фази $0,1^\circ$, динамічний діапазон 80 дБ і частотну роздільну здатність ~ 100 Гц.

2. Розроблено методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів у цифровому синтезаторі частоти як НВЧ джерела ЕПР-спектрометра міліметрового діапазону, що забезпечує відносну

нестабільність частоти синтезатора до 2×10^{-10} і мінімальний крок перестроювання частоти 10 Гц.

3. Запропоновано та практично реалізовано методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів джерела опромінення матриці контактів Джозефсона у Державному еталоні одиниці ЕРС і напруги, яка дозволила підвищити точність еталона на три порядки.

4. Вперше запропоновано метод однозначного вимірювання фази у двочастотних гетеродинних інтерферометрах міліметрового та терагерцового діапазонів довжин хвиль, що дозволяє вимірювати великі фазові набіги та контролювати щільність високотемпературної плазми у реальному масштабі часу.

5. Запропоновано та апробовано методику лінеаризації фазової характеристики та алгоритми калібрування фазометрів інтерферометра, що засновані на застосуванні вагових функцій і сумарно-різницевого аналізу, які дозволяють знизити нелінійність фазової характеристики фазометрів до значення менше 1 градуса у діапазоні $0-360^\circ$.

Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

1. Створений цифровий синтезатор частоти використовується як джерело сигналів для опромінення матриці контактів Джозефсона в Українському державному еталоні одиниці ЕРС і напруги у ННЦ «Інститут метрології», м. Харків.

2. Створений гетеродинний інтерферометр двоміліметрового діапазону з однозначним вимірюванням фази використовується в Інституті фізики плазми Чеської академії наук для вимірювання лінійної інтегральної концентрації електронів високотемпературної плазми у режимі реального часу на токамаці «COMPASS-D».

3. Запропонований метод фазової синхронізації частоти активних ЛПД-помножувачів може бути використано під час розробки когерентних

приймально-передавальних пристроїв для застосування у спектроскопії та радіолокаторах високої роздільної здатності міліметрового діапазону.

Ключові слова: фазова синхронізація, лавинно-пролітні діодні помножувачі частоти, міліметровий діапазон, терагерци, метод однозначного вимірювання фази, спектральні характеристики, стабільність частоти, роздільна здатність, діагностика плазми, щільність плазми, двочастотний гетеродинний інтерферометр.

ABSTRACT

Varavin A. V. The phase synchronization of frequency of solid-state signal sources in the shortwave part of the millimeter radio waves range. – Qualification work is a manuscript.

Thesis for Candidate Degree of Physical and Mathematical Sciences in specialty 01.04.03 – radiophysics. – O. Ya. Usikov Institute for Radiophysics and Electronics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kharkiv, 2019.

The thesis is devoted to the research of synchronization methods for solid-state signal sources oscillations based on active IMPATT diode frequency multipliers and radio-physics measurement methods in millimeter and terahertz wavelength bands in order to increase the informativity and quality of physical experiments in solving problems of radio spectroscopy, high-temperature plasma interferometry, dielectrometry and microwave devices electrodynamic characteristics research.

The *object of research* are the processes of phase frequency synchronization of the solid-state microwave radiation sources.

The *subject of the research* are the phase-synchronized IMPATT diode frequency multipliers as a part of high-resolution measuring systems of the millimeter wavelength range.

An analytical review of the currently existing methods for phase synchronization for electron-vacuum and solid-state generators and phase-

measuring methods used in radio spectroscopy and plasma interferometry of the millimeter and submillimeter ranges was performed.

As follows from the review results, one of the promising types of signal sources in the short-wavelength part of the millimeter and in the terahertz ranges are sources built on the basis of multiplier chains containing highly stable master electrically tunable microwave generators with a low phase noise level and active IMPATT diode frequency multipliers of high multiplication factor. However, the problems associated with phase synchronization of the frequency of such multipliers are still poorly studied and require the development of new methods for synchronizing their oscillations in high-resolution measuring systems.

The method of phase synchronization of active IMPATT diode multipliers in the heterodyne vector analyzer of the two-millimeter range is proposed, the spectral characteristics, amplitude and phase sensitivity of the vector analyzer are measured, and the amplitude and phase characteristics of the open resonators of the two millimeter range are experimentally studied.

In the work the problem of an unambiguous phase measurement in real time for interferometry tasks of high-temperature plasma in measurements of the electron plasma concentration is also solved. To solve this problem, the method of unambiguous phase measurement in two-frequency heterodyne interferometers of the two-millimeter range is proposed, which allows to measure a large phase incursions and measure peak plasma density up to $10 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$ with a time resolution of 100 μs without measurement ambiguities.

On the basis of microwave generators with dielectric resonators and phase locked IMPATT diode frequency multipliers, a four-millimeter frequency synthesizer was developed. It was found that the use of a synthesizer in a quasi-optical electron paramagnetic resonance (EPR) spectrometer improved the accuracy of measuring the magnetic samples absorption spectra. The use of a synthesizer in the State standard of the electromotive force and voltage unit as an irradiation source for the Josephson contact matrix increased the accuracy of the standard by 3 orders of magnitude.

The scientific novelty of the obtained results is the next:

1. The methodology of phase synchronization of the frequency of the active IMPATT diodes multipliers of high multiplication factor in the heterodyne vector analyzer of a two millimeter-wave range was first proposed, that provide a frequency measurement error of 0.1° , dynamic range of 80 dB and frequency resolution of ~ 100 Hz.

2. The methodology of phase synchronization of a frequency of the IMPATT diodes multipliers in the digital frequency synthesizer as in the microwave source of a quasi-optical EPR spectrometer of a millimeter-wave range was developed, which ensured a relative frequency instability of the synthesizer up to 2×10^{-10} and a minimum frequency tuning step of 10 Hz.

3. The methodology of phase synchronization of a frequency of the IMPATT diodes multipliers in the irradiation source of Josephson contacts matrice for the State standard of the EMF and voltage unit was proposed and practically implemented, that allowed accuracy increasing of the standard up to 3 orders of magnitude.

4. The method of unambiguous phase measurement in the two-frequency heterodyne interferometer of terahertz-wave range was first proposed, that allows measuring of a large phase incursions and controlling the high-temperature plasma density in a real time mode.

5. The methodology of phase characteristics linearizing and calibrating algorithms for the phasemeters of the interferometer based on use of weighting functions and sum-difference analysis, were proposed and approved, that allow to reduce the phase characteristics non-linearity for the phasemeters to a value less than 1 degree at a range of $0-360^\circ$.

The practical significance the obtained results is as follows:

1. The developed digital frequency synthesizer is used as a signal source for irradiation of Josephson contacts matrice in the Ukrainian state standard of EMF and voltage unit at the NSC «Institute of Metrology» in Kharkiv city.

2. The developed heterodyne interferometer of two millimeter-wave range with unambiguous phase measurement is used in the Institute of Plasma Physics of the Czech Academy of Sciences for measurement of the linear integral concentration of high-temperature plasma electrons in a real time mode on the «COMPASS-D» tokamak.

3. The proposed method of phase synchronization of a frequency of the active IMPATT diodes multipliers can be used during the coherent receiving and transmitting devices development for use in the spectroscopes and radars with high resolution in millimeter-wave range.

Keywords: phase synchronization, IMPATT diodes frequency multipliers, millimeter-wave range, terahertz, method of unambiguous phase measurement, spectral characteristics, frequency stability, resolution, plasma diagnostics, plasma density, two-frequency heterodyne interferometer.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Ермак Г. П. Фазовая синхронизация источников 2-х мм диапазона, выполненных на основе ЛПД-умножителей высокой кратности / Г. П. Ермак, Е. А. Алексеев, А. В. Варавин // Вісник ХНУ ім. В. Н. Каразіна, № 570. – Радіофізика та електроніка. – 2002. – Вип. 2. – С. 163–166.

2. Ermak G. P. Phase Locking of 2-mm Wave Sources upon High-Order IMPATT Multipliers / G. P. Ermak, A. V. Varavin, and E. A. Alekseev // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. – October, 2003. – Vol. 24, № 10. – PP. 1609–1616.

3. Ермак Г. П. Твердотельная приемо-передающая система для векторных измерений в 2-х миллиметровом диапазоне длин волн / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, В. П. Кочергин // Радиофізика и електроніка: сб. науч. тр. – 2005. – Т. 10, № 2. – Харьков. – С. 321–325.

4. Ermak G. P. 2-mm Wave Vector Network Analyzer Upon High-Order IMPATT Multipliers / G. P. Ermak, A. V. Varavin // Intern. Journ. of Infrared and Millimeter Waves. – May 2006. – Vol. 27, № 5. – PP. 681–686.

5. Варавин А. В. Прецизионный контроль частоты в ЭПР-спектрометре миллиметрового диапазона / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, С. В. Недух, П. И. Познахирев, С. И. Тарапов, М. К. Ходзицкий // Радиопизика и электроника: сб. науч. тр. – 2006. – Т. 11, № 3. – Харьков. – С. 451–455.

6. Varavin M. New design of microwave interferometer for tokamak COMPASS / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, V. Shevchenko // Telecommunications and Radio Engineering. – 2014. – Vol. 73, № 10. – PP. 935–942.

7. Варавин А. В. Трехканальные фазовые детекторы на основе амплифазометров AD8302 и программируемых логических матриц для гетеродинного интерферометра миллиметрового диапазона / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, А. С. Васильев, А. В. Фатеев, Н. В. Варавин, Ф. Жачек, Я. Заяц // Радиопизика и электроника: сб. науч. тр. – 2016. – Т. 7 (21), № 4. – С. 61–70.

8. Varavin A. V. Two frequency «unambiguous» heterodyne interferometer based on phase locked millimeter-wave band transceivers / A. V. Varavin, G. P. Ermak, A. S. Vasilev, A. V. Fateev, N. V. Varavin, F. Žaček, J. Zajac, A. V. Zorenko // Telecommunication and Radio Engineering. – 2017. – Vol. 76, № 10. – PP. 903–918.

9. Varavin M. Study for the microwave interferometer for high densities plasmas on COMPASS-U tokamak / M. Varavin, A. Varavin, D. Naydenkova, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, O. Bogar // Fusion Engineering and Design. – 2019. – doi:10.1016/j.fusengdes.2019.03.051.

10. Варавин А. В. Цифровой синтезатор частоты миллиметрового диапазона для облучения матрицы контактов Джозефсона в государственном эталоне единицы ЭДС и напряжения / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, П. И. Познахирев, Ю. Нимейр, В. В. Аникин, А. И. Колбасин, Е. Ю. Лагутин // Український метрологічний журнал. – 2007. – № 3. – С. 12–15.

11. Ermak G. P. Dielectric Parameters Study Using a Waveguide Cavity and a Rigorous Processing Algorithm / G. P. Ermak, A. P. Poyedinchuk, A. V. Varavin, and N. P. Yashina // 33rd European Microwave Conference. – Munich, October 6–10, 2003. – Munich 2003. – PP. 751–753.

12. Derkach V. N. Measurement of dielectric losses in CVD diamonds in millimeter wave band at low temperatures / V. N. Derkach, G. P. Ermak, S. V. Nedukh, O. S. Plevako, S. I. Tarapov, A. V. Varavin // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 05). – Torino, Italy, September 12–16, 2005.

13. Варавин А. В. Автоматизированный синтезатор частоты для квазиоптического ЭПР-спектрометра миллиметрового диапазона / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, С. В. Недух, П. И. Познахирев, С. И. Тарапов, М. К. Ходзицкий // Proceedings of 16th International Crimean Conference on Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 11–15, 2006. – PP. 841–842.

14. Варавин А. В. Стабилизированный твердотельный источник миллиметрового диапазона для облучения матрицы контактов Джозефсона в эталоне единицы ЭДС и напряжения / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, П. И. Познахирев, В. В. Аникин, А. И. Колбасин // 5-я международная научно-техническая конференция «Метрология и измерительная техника». – Харьков, Украина, 10–12 октября, 2006. – С. 244–246.

15. Ermak G. V-band frequency synthesizer for the operation of Josephson arrays in voltage standards / G. Ermak, A. Varavin, P. Poznahirev, J. Niemeyer, V. Anikin, A. Kolbasin, E. Lagutin // Proc. The 6th International Kharkov Symposium On Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves, 2007. – Kharkov, Ukraine, June 25–30, 2007. – Vol. 2. – PP. 861–863.

16. Ермак Г. П. Гетеродинный векторный анализатор двухмиллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин // Proceedings of 20th International Crimean Conference on Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 13–17, 2010. – PP. 823–824.

17. Ермак Г. П. Фазовые детекторы на основе амплифазометров AD8302 для гетеродинного интерферометра миллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев, М. Стумбра, А. В. Фатеев, Ф. Жачек, Я. Заяц // Proceedings of 22th International Crimean Conference on

Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 10–14, 2012. – PP. 827–828.

18. Ermak G. P. Two-wavelength millimeter wave «unambiguous» heterodyne interferometer / G. P. Ermak, A. V. Varavin, A. S. Vasilev, M. Stumbra, A. S. Fateev, F. Zacek, J. Zajac, N. Varavin, V. Shevchenko // Proc. The Eighth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'13), 2013. – Kharkov, Ukraine, June 23–28, 2013. – PP. 529–531.

19. Varavin M. Modernization and calibration of interferometer of tokamak «Compass» / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, V. Shevchenko // Proc. The Eighth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'13), 2013. – Kharkov, Ukraine, June 23–28, 2013, PP. 571–575.

20. Varavin M. Development of Phase Meters Based on AD8302 and CPLD for Microwave Interferometer / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, S. Nanobashvili // Proceedings of 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2014. – Gdańsk, Poland, June 16–18, 2014. – PP. 215–218.

21. Ermak G. P. Two Frequency Heterodyne Interferometer Based on Phase Locked 2-Millimeter Wave Transceivers / G. P. Ermak, A. V. Varavin, A. S. Vasilev, A. S. Fateev, F. Zacek, J. Zajac, N. Varavin, A. Zorenko // Proc. The Nine International Kharkov Symposium On Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), 2016. – Kharkov, Ukraine, June 20–24, 2016, PP. 1–4, DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538013, IEEE Conference Publications.

22. Varavin M. Study for the microwave interferometer for high densities plasmas on COMPASS-U tokamak / M. Varavin, A. Varavin, D. Naydenkova, J. Zajac, F. Zacek // 30th Symposium on fusion technology (SOFT 2018). – Italy, September 16–21, 2018. – Contribution ID: 1116.

ЗМІСТ

Вступ.....	16
1 Огляд і аналіз літератури.....	26
1.1 Фазова синхронізація частоти електронно-вакуумних генераторів у векторних аналізаторах і спектрометрах міліметрового діапазону довжин хвиль.....	27
1.2 Класифікація та принципи роботи векторних аналізаторів.....	30
1.2.1 Гомодинні векторні аналізатори.....	30
1.2.2 Гетеродинні ВА.....	31
1.3 Векторні аналізатори на основі твердотільних джерел міліметрового діапазону довжин хвиль.....	33
1.4 Аналіз методів інтерферометрії для вимірювання щільності високотемпературної плазми.....	38
1.4.1 Надвисокочастотна інтерферометрія.....	38
1.4.2 Лазерна інтерферометрія.....	40
1.4.2.1 Інтерферометри з гомодинним перетворенням частоти.....	41
1.4.2.2 Інтерферометри з гетеродинним перетворенням частоти.....	42
1.4.3 Мікрохвильові інтерферометри з активними ЛПД-помножувачами частоти міліметрового діапазону.....	43
1.5 Висновки до розділу 1.....	47
2 Фазова синхронізація частоти активних ЛПД-помножувачів високої кратності множення.....	49
2.1 Фазова синхронізація частоти ЛПД-помножувачів у гетеродинному векторному аналізаторі двоміліметрового діапазону.....	49
2.2 Вибір параметрів синхронізації у системі фазового автопідстроювання частоти джерел сигналів на основі ЛПД-помножувачів.....	55

2.3 Вимірювання у приймачі векторного аналізатора міліметрового діапазону.....	57
2.3.1 Змішувальні пристрої векторного приймача та системи фазового автопідстроювання частоти двоміліметрового діапазону.....	57
2.3.2 Спектральна щільність потужності фазових шумів гетеродина та динамічний діапазон векторного приймача.....	61
2.4 Амплітудні та фазові вимірювачі векторного аналізатора міліметрового діапазону.....	64
2.5 Дослідження спектральних характеристик, амплітудної та фазової чутливості векторного аналізатора двоміліметрового діапазону.....	71
2.5.1 Методика дослідження взаємної нестабільності частоти синхронізованих джерел сигналів векторного аналізатора.....	71
2.5.2 Експериментальні дослідження амплітудних і фазових характеристик високодобротних відкритих резонаторів векторним аналізатором двоміліметрового діапазону.....	76
2.6 Апробація методу фазової синхронізації частоти у джерелах сигналів ЕПР-спектрометра та еталоні одиниці ЕРС і напруги.....	77
2.6.1 Дослідження впливу стабільності частоти джерела сигналу ЕПР-спектрометра на точність вимірювання спектрів у квазіоптичному ЕПР-спектрометрі міліметрового діапазону.....	78
2.6.2 Вимірювання стабільності частоти цифрового синтезатора частоти на основі ЛПД-помножувачів в експериментах з опромінення матриці контактів Джозефсона у Державному стандарті одиниці ЕРС і напруги.....	87
2.7 Висновки до розділу 2	91
3 Метод однозначного вимірювання фази у двочастотному інтерферометрі міліметрового діапазону.....	92
3.1 Інтерферометр з «однозначним» каналом вимірювання фази.....	93

3.2 Принцип формування «однозначного» каналу вимірювання фази.....	96
3.3 Обґрунтування методу однозначного вимірювання фази у двочастотному гетеродинному інтерферометрі.....	98
3.4 Триканальні фазові вимірювання для формування «однозначного» каналу.....	101
3.4.1 Фазове детектування на основі інтегральних ампліфазометрів.....	102
3.4.2 Методика перетворення фази з 180-градусного виду до 360-градусного на основі сумарно-різницевого алгоритму прийняття рішення.....	105
3.4.3 Алгоритм лінеаризації фазової характеристики фазового детектора на основі АФМ.....	109
3.4.4 Триканальне фазове детектування на основі програмованих логічних матриць.....	112
3.5 Експериментальне дослідження та калібрування фазових характеристик триканальних фазометрів.....	115
3.6 Висновки до розділу 3.....	119
4 Фазова синхронізація лавинно-пролітних діодних помножувачів у двочастотному однозначному гетеродинному інтерферометрі міліметрового діапазону.....	121
4.1 Методи побудови та реалізації інтерферометра з фазовою синхронізацією передавальних і приймальних пристроїв.....	122
4.2 Принцип роботи та структура двочастотного інтерферометра....	124
4.2.1 Приймально-передавальні блоки гетеродинного інтерферометра...	124
4.2.2 Системи фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ 1 і ФАПЧ 2.....	127
4.2.3 Гетеродинні приймачі.....	129

4.2.4 Триканальний фазометр на програмованих логічних матрицях...	130
4.3 Формування «однозначного» каналу вимірювання фази в інтерферометрі з фазовою синхронізацією передавальних і приймальних пристроїв.....	131
4.4 Вимірювання щільності плазми у реальному масштабі часу.....	133
4.5 Висновки до розділу 4.....	136
Висновки.....	138
Перелік джерел посилань.....	140
Додаток А Список публікацій здобувача за темою дисертації.....	153
Додаток Б Попередній підсилювач проміжної частоти векторного приймача.....	157

ВСТУП

Загальна характеристика роботи. Дана робота присвячена розробці, вдосконаленню та дослідженню методів синхронізації коливань твердотільних НВЧ генераторів на основі лавинно-пролітних діодних помножувачів частоти та методу однозначного вимірювання фази у режимі реального часу у вимірювальних системах із високою роздільною здатністю: у векторному аналізаторі та двочастотних інтерферометрах міліметрового та терагерцового діапазонів довжин хвиль.

У прикладному плані у роботі вирішені проблеми застосування фазової синхронізації джерел сигналів на лавинно-пролітних діодних помножувачах частоти у векторному аналізаторі та двочастотному інтерферометрі двоміліметрового діапазону, квазіоптичному ЕПР-спектрометрі та цифровому синтезаторі частоти міліметрового діапазону для опромінення матриці контактів Джозефсона у Державному стандарті одиниці ЕРС і напруги.

Актуальність теми. Радіофізичні дослідження у радіоспектроскопії, діелектрометрії, фізиці плазми, вимірюванні характеристик НВЧ-пристроїв та інших галузях науки і техніки вимагають розробки та дослідження джерел сигналів із низькими рівнями фазових шумів і високою стабільністю частоти для створення вимірювальних систем із високою роздільною здатністю міліметрового та терагерцового діапазонів.

Аналіз схем і характеристик джерел сигналів сучасних векторних аналізаторів (ВА), спектрометрів і інтерферометрів міліметрового діапазону показав, що високі вимоги, які висувають до їх спектральних характеристик і стабільності частоти, можуть бути реалізовані тільки із застосуванням фазової синхронізації частоти генераторів і синтезаторів частоти.

Одним із перспективних джерел сигналів у короткохвильовій частині міліметрового та терагерцового діапазонах слід вважати джерела, побудовані на основі задавальних генераторів сантиметрового діапазону з електронною

перестроюванням частоти та твердотільних помножувачів частоти. На даний час як помножувачі частоти все більш широке застосування знаходять помножувачі на лавинно-пролітних діодах (ЛПД-помножувачі). Вони забезпечують більш високі рівні потужності у короткохвильовій частині міліметрового діапазону, ніж помножувачі на діодах з бар'єром Шотткі. Такі помножувачі дозволяють здійснювати перенесення спектрів високостабільних задавальних генераторів сантиметрового діапазону в будь-яку ділянку міліметрового діапазону з вихідною потужністю 100–40 мВт на частотах 30–150 ГГц відповідно. На їх основі вже створені джерела сигналів і вимірювальні пристрої для застосування у радіолокації та діагностиці плазми.

Однак питання можливості застосування таких помножувачів у вимірювальних системах із високою роздільною здатністю є ще недостатньо вивченими та вимагають розробки нових методів синхронізації їх коливань для поліпшення спектральних характеристик, стабільності частоти та фазової роздільної здатності.

Наукова проблема, вирішенню завдань якої присвячена ця дисертаційна робота, вимагає проведення досліджень методу фазової синхронізації лавинно-пролітних діодних помножувачів частоти та методу однозначного вимірювання фази у режимі реального часу у вимірювальних системах із високою роздільною здатністю: у векторному аналізаторі, ЕПР-спектрометрі та двочастотному інтерферометрі міліметрового діапазону.

Актуальність вирішення зазначеної проблеми зумовлена потребами подальших досліджень і розвитку методів синхронізації коливань твердотільних джерел сигналів і створення систем із високою роздільною здатністю у міліметровому та терагерцовому діапазонах із метою підвищення інформативності та якості фізичних експериментів у радіоспектроскопії, інтерферометрії високотемпературної плазми, діелектрометрії та дослідженні характеристик НВЧ-пристроїв.

Найбільш ефективно такі вимірювальні системи можуть бути реалізовані на основі пристроїв, які здійснюють вимірювання амплітуд і фаз сигналів, котрі пройшли або відбилися від досліджуваних об'єктів у широкому діапазоні частот. Вимірювальні системи, призначені для вимірювання таких параметрів, називають векторними аналізаторами, оскільки будь-який комплексний параметр може бути представлений відповідним вектором, що характеризується своїми амплітудою та фазою, залежними від частоти вимірювання. Аналогами ВА, застосовуваними для мікрохвильової діагностики плазми, є НВЧ-інтерферометри.

Одним із прикладів ефективного застосування радіофізичних методів досліджень є мікрохвильова інтерферометрія, призначена для вимірювання однієї з найважливіших характеристик плазми – її електронної щільності. Розвиток цього методу діагностики йде шляхом освоєння нових діапазонів зондувальних випромінювань, створення нових джерел сигналів, удосконалення схем інтерферометрів, розробки методів обробки та інтерпретації отриманих даних під час дослідження плазмових об'єктів. Однак у зв'язку зі зростанням вимог, які висуваються до таких пристроїв у сучасних термоядерних установках, зокрема, необхідністю використання сигналів інтерферометрів у системах управління параметрами плазми, одним з актуальних завдань є розробка та дослідження методів створення інтерферометрів, які забезпечують вимірювання фази у реальному масштабі часу. Для вирішення цього завдання пропонуються методи однозначного вимірювання фази та лінеаризації характеристик фазових детекторів у двочастотному інтерферометрі з фазовою синхронізацією частоти лавинно-пролітних діодних помножувачів міліметрового діапазону.

Таким чином, тема дисертації, присвячена розробці методів фазової синхронізації частоти лавинно-пролітних діодних помножувачів, а також однозначного вимірювання фази для інтерферометрії високотемпературної плазми у режимі реального часу, знаходиться у руслі загальних тенденцій розвитку радіофізичних методів досліджень, спрямованих на створення

систем із високою роздільною здатністю у міліметровому та терагерцовому діапазонах, і є актуальною. Результати цих досліджень становлять науковий і практичний інтерес і є затребуваними під час створення нових типів векторних аналізаторів, ЕПР-спектрометрів і мікрохвильових інтерферометрів, а також їх використання у перспективних системах ближньої радіолокації та метрології.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дану роботу виконано у відділі теорії дифракції та дифракційної електроніки (2007–2017 рр.) ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАН України у рамках держбюджетних науково-дослідних робіт:

– «Електродинаміка відкритих резонансних систем та періодичних структур із композитними матеріалами; розробка когерентних джерел і вимірювальних пристроїв міліметрового та субміліметрового діапазонів електромагнітних хвиль» (номер держреєстрації 0107U001082, 2007–2011 рр.);

– «Розробка нових моделей і методів вивчення тонкої структури електромагнітних полів у діапазонах частот від одиниць мегагерц до десятків гігагерц у природних неоднорідних, анізотропних середовищах та поблизу поверхонь їх розподілу для задач дистанційного зондування і радіолокації» (номер держреєстрації 0111U010476, 2012–2014 рр.);

– «Електродинаміка відкритих резонансних систем, періодичних структур із композитними матеріалами та антенних систем; прямі та зворотні задачі; розробка когерентних джерел, елементної бази і вимірювальних пристроїв міліметрового та субміліметрового діапазонів електромагнітних хвиль» (номер держреєстрації 0111U010480, 2012–2016 рр.);

– «Дослідження властивостей природних середовищ, їх поверхонь розподілу та структурних неоднорідностей методами дистанційного зондування і радіолокації» (шифр «Сенсорика», номер держреєстрації 0115U002003, 2017 р.).

Здобувач є одним із виконавців наведених тем.

Мета і задачі дослідження. Метою дослідження є розробка методу фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів та методу однозначного вимірювання фази у режимі реального часу для підвищення інформативності та якості фізичних експериментів у процесі вирішення задач радіоспектроскопії, інтерферометрії високотемпературної плазми та дослідження електродинамічних характеристик НВЧ-пристроїв.

Для досягнення поставленої мети були сформульовані наступні **завдання:**

1. Провести аналіз сучасного стану методів синхронізації частоти джерел сигналів у вимірювальних системах із високою роздільною здатністю стосовно завдань інтерферометрії високотемпературної плазми, радіоспектроскопії та векторних вимірювань у міліметровому та діапазонах. Узагальнити дані та накопичений досвід попередніх досліджень для вибору найбільш адекватних методів, щоб взяти їх за основу для досягнення поставленої мети роботи.

2. Розробити методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів у векторному аналізаторі (ВА) двоміліметрового діапазону та провести дослідження амплітудних і фазових характеристик високодобротних відкритих резонаторів (ВР) міліметрового діапазону.

3. Реалізувати методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів у цифровому синтезаторі частоти міліметрового діапазону для підвищення точності вимірювання спектрів поглинання магнітних зразків у квазіоптичному ЕПР-спектрометрі. Провести вимірювання спектрів електронного парамагнітного резонансу (ЕПР) зразків із відомими магніторезонансними властивостями.

4. Розробити методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів у джерелі опромінення матриці контактів Джозефсона для підвищення точності та стабільності Державного еталона одиниці електрорушійної сили (ЕРС) і напруги. Провести дослідження рівня нестабільності вихідної частоти

розробленого джерела міліметрового діапазону з використанням результатів вимірювань величини похибки еталона.

5. Розробити метод однозначного вимірювання фази й алгоритми лінеаризації характеристик фазових детекторів (ФД) у двочастотному гетеродинному інтерферометрі з фазовою синхронізацією частоти ЛПД-помножувачів міліметрового діапазону. Провести вимірювання лінійної інтегральної концентрації електронів високотемпературної плазми на термоядерній установці токамак «COMPASS-D».

6. Розробити схемне рішення та провести моделювання роботи інтерферометра з однозначним вимірюванням фази в установці токамак «COMPASS-U» у терагерцовому діапазоні.

Об'єктом дослідження є процеси фазової синхронізації частоти твердотільних джерел НВЧ випромінювання.

Предметом дослідження є фазо-синхронізовані лавинно-пролітні діодні помножувачі частоти у складі вимірювальних систем із високою роздільною здатністю міліметрового діапазону довжин хвиль.

Методи досліджень – у роботі використовуються експериментальні методи досліджень застосування фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів у розроблених векторному аналізаторі, спектрометрі й інтерферометрі міліметрового діапазону та застосуванні цифрових методів фазового детектування й алгоритмів обробки сигналів інтерферометрів під час дистанційного зондування високотемпературної плазми у режимі реального часу.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Створено методику фазової синхронізації частоти активних ЛПД-помножувачів високої кратності у гетеродинному векторному аналізаторі двоміліметрового діапазону, що забезпечує похибку вимірювання фази $0,1^\circ$, динамічний діапазон 80 дБ і частотну роздільну здатність ~ 100 Гц.

2. Розроблено методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів у цифровому синтезаторі частоти як НВЧ джерела ЕПР-спектрометра міліметрового діапазону, що забезпечує відносну нестабільність частоти синтезатора до 2×10^{-10} і мінімальний крок перестроювання частоти 10 Гц.

3. Запропоновано та практично реалізовано методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів джерела опромінення матриці контактів Джозефсона у Державному еталоні одиниці ЕРС і напруги, яка дозволила підвищити точність еталона на три порядки.

4. Вперше запропоновано метод однозначного вимірювання фази у двочастотних гетеродинних інтерферометрах міліметрового та терагерцового діапазонів довжин хвиль, що дозволяє вимірювати великі фазові набіги та контролювати щільність високотемпературної плазми у реальному масштабі часу.

5. Запропоновано та апробовано методику лінеаризації фазової характеристики та алгоритми калібрування фазометрів інтерферометра, що засновані на застосуванні вагових функцій і сумарно-різницевого аналізу, які дозволяють знизити нелінійність фазової характеристики фазометрів до значення менше 1 градуса у діапазоні 0–360°.

6. Запропоновано схемне рішення та проведено моделювання роботи інтерферометра для однозначного вимірювання фази у реальному масштабі часу в установці токамак «COMPASS-U» у терагерцовому діапазоні.

Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

1. Створений цифровий синтезатор частоти використовується як джерело сигналів для опромінення матриці контактів Джозефсона в Українському державному еталоні одиниці ЕРС і напруги у ННЦ «Інститут метрології», м. Харків.

2. Створений гетеродинний інтерферометр двоміліметрового діапазону з однозначним вимірюванням фази використовується в Інституті фізики плазми Чеської академії наук для вимірювання лінійної інтегральної

концентрації електронів високотемпературної плазми у режимі реального часу на токамаці «COMPASS-D».

3. Запропонована методика фазової синхронізації частоти активних ЛПД-помножувачів може бути використано під час розробки когерентних приймально-передавальних пристроїв для застосування у спектроскопії та радіолокаторах високої роздільної здатності міліметрового діапазону.

4. Запропонований метод однозначного вимірювання фази може бути використано у радіохвильових методах неруйнівного контролю характеристик матеріалів і речовин у режимі реального часу.

5. Розроблені методи лінеаризації характеристик цифрових фазових детекторів на програмованих логічних матрицях можуть бути використані у радіолокаційних фазометричних системах і для діагностики плазми.

Особистий внесок здобувача. Основні результати, наведені у дисертації, належать автору.

У дисертаційній роботі представлені узагальнені результати досліджень з розробки радіофізичних методів фазової синхронізації лавинно-пролітних діодних помножувачів частоти та методу однозначного вимірювання фази у режимі реального часу у вимірювальних системах із високою роздільною здатністю: у векторному аналізаторі, двочастотному інтерферометрі та ЕПР-спектрометрі міліметрового діапазону. Дослідження проводилися в Інституті радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова Національної академії наук України протягом декількох років особисто здобувачем і у співавторстві.

У роботах, написаних у співавторстві, здобувач брав участь у постановці завдань, розробці методів, алгоритмів і програмних засобів обробки вихідних радіофізичних даних, обробці та аналізі отриманих результатів.

У роботах [1, 2] автор брав участь у розробці методу фазової синхронізації частоти лавинно-пролітних діодних помножувачів, у створенні та експериментальних дослідженнях гетеродинного векторного аналізатора [3, 4, 11, 12, 16].

У роботах [6, 10, 13–15] – у розробці синтезатора частоти для квазіоптичного ЕПР-спектрометра міліметрового діапазону та в експериментальних дослідженнях ЕПР спектрів магнетиків.

У роботах [7, 8, 17–20] автор брав участь у дослідженнях з реалізації методу однозначного вимірювання фази у двочастотному інтерферометрі міліметрового діапазону та розробці алгоритмів роботи та лінеаризації фазових характеристик фазових детекторів для «однозначного» вимірювання фази.

У роботах [9, 21] – у розробці однозначного інтерферометра з фазовою синхронізацією частоти передавальних і приймальних пристроїв і в експериментальних дослідженнях інтерферометра у процесі вимірювання щільності плазми.

У роботах [10, 22] – у розробці схеми однозначного інтерферометра терагерцового діапазона.

Апробація результатів дисертації. Основні наукові результати доповідалися на кваліфікаційному семінарі Інституту радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України з проблеми «Теорія дифракції і дифракційна електроніка» і на таких наукових конференціях: International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo-2017); IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS-2017); XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT-2017); 9th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW-2016, MSMW-2013).

Публікації. Результати дисертаційної роботи відображено у 22 роботах, з них: 10 статей у наукових міжнародних та українських фахових журналах, 12 тез доповідей у матеріалах міжнародних наукових конференцій.

Структура і обсяг дисертації. Дисертація складається з анотації, вступу, основної частини, що містить чотири розділи, висновків, списку використаних літературних джерел зі 106 найменувань і 2 додатків.

Робота викладена на 165 сторінках машинописного тексту та містить 47 ілюстрацій, з яких 44 не займають окремих сторінок.

У розділі 1 виконано огляд літератури, присвяченій описам методів фазової синхронізації частоти електронно-вакуумних і твердотільних генераторів і результатів їх застосування у векторних аналізаторах, спектрометрах і інтерферометрах міліметрового та терагерцового діапазонів.

У розділі 2 запропоновано та досліджено методику фазової синхронізації частоти ЛПД-помножувачів високої кратності множення у гетеродинному векторному аналізаторі двоміліметрового діапазону та синтезаторах частоти чотириміліметрового діапазону.

У розділі 3 наведено результати дослідження та реалізації методу однозначного вимірювання фази у двочастотному гетеродинному інтерферометрі міліметрового діапазону на ЛПД-генераторах. Наведено результати розробки та дослідження двох типів триканальних фазометрів для двочастотного однозначного гетеродинного інтерферометра: фазометра, заснованого на парах ампліфазометрів AD8302, і фазометра, виконаного на програмованих логічних матрицях. Запропоновано та досліджено методику лінеаризації фазової характеристики й алгоритми калібрування фазометрів на основі вагових функцій.

У розділі 4 наведено результати дослідження та реалізації методу однозначного вимірювання фази у двочастотному гетеродинному інтерферометрі на ЛПД-помножувачах частоти з фазовою синхронізацією, фазометрів на програмованих логічних матрицях і систем цифрової обробки сигналів інтерферометра, що працює на частотах 138,9 ГГц і 139,6 ГГц.

1 ОГЛЯД І АНАЛІЗ ЛІТЕРАТУРИ

У цій главі виконано огляд літератури, присвяченої описам методів фазової синхронізації частоти електронно-вакуумних і твердотільних генераторів і їх застосування у векторних аналізаторах, спектрометрах і інтерферометрах міліметрового та терагерцового діапазонів.

Проведено аналіз схемних рішень і характеристик найбільш поширених ВА: гомодинного з модуляцією частоти, гетеродинних із джерелами сигналів на основі синтезаторів частоти та гетеродинних з гармоніковими джерелами сигналів. Розглянуто методи мікрохвильової діагностики плазми за допомогою гетеродинних інтерферометрів міліметрового та терагерцового діапазонів.

Радіофізичні дослідження у НВЧ-радіоспектроскопії, діелектрометрії, фізиці плазми та інших напрямках науки і техніки вимагають створення вимірювальних систем із високою роздільною здатністю міліметрового та терагерцового діапазону, заснованих на сучасній базі радіоелектронних пристроїв.

Найбільш ефективно такі вимірювальні системи можуть бути реалізовані на основі пристроїв, які здійснюють вимірювання амплітуд і фаз сигналів, котрі пройшли та відбиті від досліджуваних об'єктів у широкому або заданому діапазоні частот.

Одночасне проведення амплітудних і фазових вимірювань дає можливість отримати найбільш повну інформацію про досліджуваний об'єкт: обчислювати дійсну й уявну частину діелектричної та магнітної проникності речовин, вимірювати характеристики резонансних систем і НВЧ-пристроїв та ін.

Вимірювальні системи або прилади, призначені для вимірювання таких параметрів, називають вимірювачами S-параметрів або векторними аналізаторами, оскільки будь-який комплексний параметр може бути представлений відповідним вектором, що характеризується своїми амплітудою та фазою, залежними від частоти вимірювання. Аналогами ВА,

застосовуваними для мікрохвильової діагностики плазми, є НВЧ інтерферометри [1].

Одним із важливих радіофізичних завдань у процесі розробки векторних аналізаторів, спектрометрів та інтерферометрів із високою роздільною здатністю є створення високостабільних джерел (генераторів) сигналів із фазовою синхронізацією частоти та когерентних приймальних пристроїв міліметрового та терагерцового діапазонів.

1.1 Фазова синхронізація частоти електронно-вакуумних генераторів у векторних аналізаторах і спектрометрах міліметрового діапазону довжин хвиль

Відомо, що верхні межі діапазонів роботи як ВА, так і мікрохвильових інтерферометрів визначаються гранично досяжними частотами їх передавальних і приймальних пристроїв. У шістдесятих-вісімдесятих роках минулого століття єдиними джерелами міліметрового та субміліметрового діапазонів з електричною перебудовою частоти були електронно-вакуумні генератори на лампах зворотної хвилі (ЛЗХ). Вироблялися вони у Франції (під назвою «карсинотрон»), у Німеччині – Traveling wave tube (TWT) і в Росії – ЛЗХ. На основі таких генераторів були розроблені синтезатори частоти та спектрометри у діапазонах від 40 до 178 ГГц [2, 3] для вимірювання молекулярних спектрів і властивостей діелектриків у міліметровому та субміліметровому діапазонах.

Однак для оптимальної роботи ЛЗХ у короткохвильовій частині міліметрового й особливо у субміліметровому діапазоні необхідні високовольтні джерела напруги, водяне охолодження та великі електромагніти. Вони є важкими та мають обмежений термін служби. В ІРЕ НАН України був розроблений діючий макет супергетеродинного векторного аналізатора чотирьохміліметрового діапазону [4], де як джерело міліметрових хвиль було використано високостабільний генератор

дифракційного випромінювання (ГДВ) [5]. Частота ГДВ стабілізувалася за допомогою системи ФАПЧ, аналогічній описаній у [2], і керувалася синтезатором частоти. Застосування як джерела зондувального випромінювання ГДВ, вихідна потужність яких у частотному діапазоні 30–150 ГГц сягає 50–0,5 Вт, дозволяє досліджувати фізичні властивості речовин і характеристики пристроїв, які мають великі втрати. Даний ВА має високу стабільність частоти ($\sim 5 \times 10^{-10}$) і можливість одночасного вимірювання амплітудних і фазових характеристик пристроїв і речовин у широкому діапазоні зміни параметрів. Однак такі параметри ВА, як вузькість смуги електронної перестроювання частоти (< 40 МГц) і великі габарити, істотно обмежують їх застосування у вимірювальних системах.

Наприкінці вісімдесятих років минулого століття у Нижньому Новгороді був запропонований підхід до побудови широкодіапазонних спектрометрів [6, 7]. Джерелом випромінювання слугує ЛЗХ, частота якої стабілізується за опорним резонатором Фабрі-Перо. Широкодіапазонне сканування частоти досягається за механічної перестроювання опорного резонатора. Цей спектрометр отримав назву РАД-3 (радіоспектрометр з акустичним детектором третього покоління) [8, 9].

Перевагою цього спектрометра є відсутність складної системи синтезу частоти. Однак система оптичного калібрування не поступається за складністю системі синтезу частоти, забезпечуючи при цьому істотно більш низьку точність вимірювання частот молекулярних ліній: помилки можуть досягати 0,5 МГц. Крім того, механічна перебудова опорного резонатора помітно обмежує швидкість запису спектрів.

На даний час більшість спектрометрів створюється на основі синтезаторів частоти [10–12]. Такий підхід забезпечує високу точність вимірювань центральних частот і форми спектральних ліній. Основою більшості спектрометрів є різні синтезатори з фазовим автопідстроюванням частоти (ФАПЧ) фірми Agilent Technologies, значення частоти вихідного сигналу яких помножується у діапазони міліметрових і субміліметрових

хвиль. Однак швидкість вимірювань спектрометрів на основі синтезаторів частоти обмежується часом перемикання опорних синтезаторів.

В останні роки активно розвиваються синтезатори прямого цифрового синтезу частоти (СПЦС, в англійській літературі Direct Digital Synthesizers, DDS) [13], які забезпечують надзвичайно швидке (аж до 10 нс) перемикання частоти. Цим приладам притаманна низка переваг, серед яких високі точність і швидкість встановлення частоти.

Крім того, ці синтезатори мають унікальну властивість перемикатися з одного значення частоти на інше з безперервною фазою. Найбільш серйозним недоліком СПЦС є присутність побічних спектральних складових у вихідному сигналі, що помітно обмежує їх застосування у системах із множенням частоти. Незважаючи на те, що у СПЦС новітньої розробки [14] для боротьби з побічними спектральними складовими передбачається пристрій їх селективного пригнічення, у системах зі швидким скануванням частоти ця технологія виявляється неефективною: селективне пригнічення забезпечується введенням компенсуючого сигналу, тому для кожної компоненти необхідним є ретельне налаштування частоти, амплітуди та фази.

Як показано у роботах [15, 16], істотно знизити вплив побічних спектральних складових можна за умови мінімізації кратності множення, а також за допомогою вузькосмугової адаптивної фільтрації на основі систем ФАПЧ. У цих роботах наведено результати розробки спектрометрів міліметрового та субміліметрового діапазонів на основі СПЦС. Спектрометри забезпечують швидкий, до 100 ГГц/год, запис молекулярних спектрів зі збереженням високої точності вимірювання частот переходів. Частотна модуляція джерела випромінювання також забезпечується синтезаторами прямого цифрового синтезу, що гарантує високу стабільність і визначеність параметрів частотно-модульованого сигналу та дозволяє мінімізувати спотворення форми спектральних ліній.

1.2 Класифікація та принципи роботи векторних аналізаторів

У векторних аналізаторах і інтерферометрах сигнали, які пройшли через досліджуваний пристрій або середу, котрі несуть інформацію про властивості об'єкта, порівнюються з деяким вихідним (опорним) сигналом. При цьому реалізація будь-якого методу вимірювання фаз вимагає порівняння невідомої фази вимірювального сигналу (який відбитий від випробуваного пристрою або пройшов через нього) із фазою когерентного опорного сигналу. Таке порівняння здійснюється шляхом інтерференції та перетворення вимірювального та опорного сигналів на нелінійному елементі – первинному перетворювачі НВЧ-сигналу.

Отже, усі можливі модифікації векторних аналізаторів по суті являють собою інтерферометри, основу НВЧ вимірювального тракту яких утворює мостова схема з опорним і вимірювальним каналами.

Існуючі типи ВА можна розділити на дві групи: гомодинні та гетеродинні. Структурні схеми побудови таких аналізаторів наведені у [17].

1.2.1 Гомодинні векторні аналізатори

У гомодинних методах амплітуда та фаза вимірювального сигналу визначається або через інтерференцію сигналів у багатополісному рефлектометрі, або через змішування на нелінійному елементі немодульованого або попередньо промодульованого вимірювального сигналу з когерентним немодульованим опорним сигналом. При цьому обидва сигнали виходять з одного джерела і тому є однаковими за частотою (гомодинними).

Відомі схеми, в яких модуляція опорного та вимірювального сигналу взагалі відсутня, а обробка інформації про вимірювані S-параметри здійснюється на постійному струмі. Цей шлях використовується під час розробки простих і дешевих гомодинних ВА.

У гомодинних ВА складність вирішення більшості вимірювальних завдань проявляється на рівні обробки даних, що призводить до

використання відносно простих НВЧ вимірювальних трактів, але більш складних алгоритмів калібрування й обробки вимірювальної інформації.

До недоліків гомодинних ВА слід віднести недостатньо високу чутливість, малі межі вимірюваних послаблень (не більше 40 дБ) і роздільну здатність. Одним із суттєвих недоліків зазначених ВА є неможливість виміряти всі S-параметри досліджуваного пристрою без його відключення та перестиккування.

1.2.2 Гетеродинні ВА

Гетеродинні векторні аналізатори – це вимірювачі S-параметрів, які використовують частотне перетворення вихідних НВЧ-сигналів, вимірювального й опорного, отриманих від різних джерел, в інформаційні низькочастотні сигнали, вимірювання амплітудних і фазових співвідношень яких дозволяє отримати потрібну інформацію про комплексні S-параметри досліджуваного пристрою.

У гетеродинних ВА використовується два НВЧ генератори з різними частотами: сигнальний генератор і гетеродин. На виходах змішувачів виділяється сигнал проміжної частоти $F_{пч} = F_{сигн} - F_{гетер}$.

Гетеродинні ВА базуються на виділенні за допомогою спрямованих відгалужувачів (або пристроїв, які виконують їх функції) падаючої, відбитої хвиль і хвилі, що пройшла, із подальшим перенесенням НВЧ сигналів на низьку проміжну частоту зі збереженням інформації про модуль амплітуди та фази.

Це відбувається шляхом змішування частоти вимірювального сигналу за допомогою сигналу другого НВЧ генератора (гетеродина). Сталість проміжної частоти $F_{пч}$ забезпечує схема ФАПЧ, яка працює за сигналом опорного генератора (ОГ). У процесі роботи сигнальний генератор і гетеродин перебудовуються синхронно з генератором коливальної частоти (ГКЧ).

Вихідні сигнали змішувачів опорного та вимірювального каналів (ВК) надходять на векторний вимірювач відношень, де проводиться вимірювання відношень їх амплітуд, а за допомогою фазового детектора – різниці фаз сигналів. Після посилення та детектування сигнали подаються на пристрій

індикації, де проводиться спостереження досліджуваних характеристик. При цьому індикація може здійснюватися двома способами:

- у полярних координатах (для S_{11} , S_{22});
- у декартових координатах (у вигляді частотних характеристик всіх S -параметрів).

Гетеродинні методи розрізняються способом і числом перетворень частоти сигналу до низької частоти, на якій проводяться вимірювання, а також конфігурацією НВЧ-тракту.

Прикладом ВА гетеродинного типу у міліметровому діапазоні хвиль є аналізатор 8510XF фірми Hewlett-Packard, що працює у діапазоні до 110 ГГц [18]. Найближчими аналогами цієї моделі ВА є аналізатори фірм Agilent Technologies та Hughes [19, 20].

Узагальнена структурна схема двоканального гетеродинного перетворювача НВЧ-сигналів гетеродинного ВА такого типу для режимів вимірювання S_{21} (S_{12}) представлена на рис. 1.1.

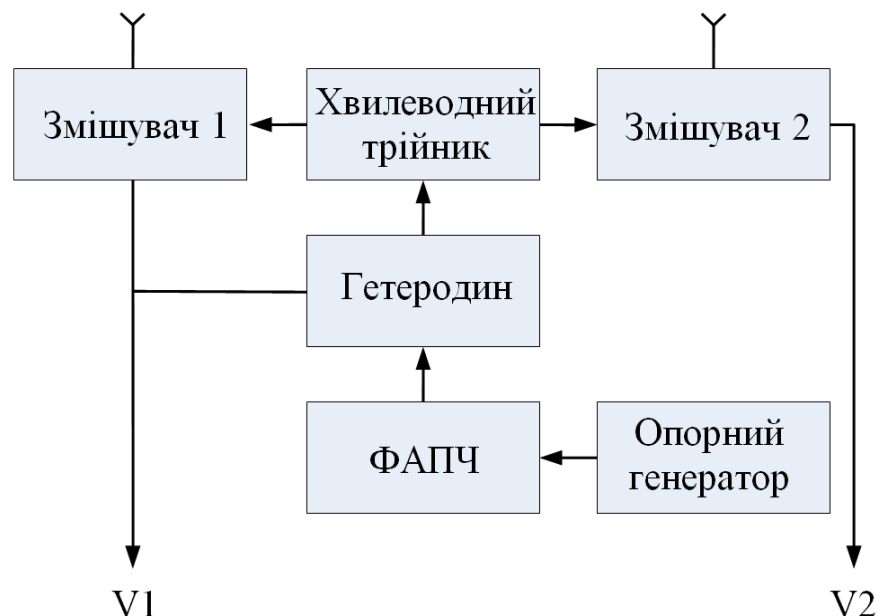


Рисунок 1.1 – Структурна схема двоканального гетеродинного перетворювача НВЧ-сигналів

У таких аналізаторах вхідні НВЧ інформаційні сигнали U_1 і U_2 дорівнюють:

$$U_1 = V_0 \cos \omega_1 t, \quad (1.1)$$

$$U_2 = V_0 \rho \cos(\omega_2 t + \varphi), \quad (1.2)$$

де ρ и φ – модуль і фаза вимірюваного параметра.

Гетеродинний перетворювач лінійно трансформує їх у напругу низької проміжної частоти Ω :

$$V_1 = m_1 V_0 \cos \Omega t, \quad (1.3)$$

$$V_2 = m_2 V_0 \cos(\Omega t + \varphi). \quad (1.4)$$

При цьому важливою вимогою, що висувається до гетеродинних ВА, є сталість частоти Ω вихідних напруг, яка забезпечується за допомогою системи ФАПЧ шляхом підлаштування частоти гетеродина під частоту вхідного сигналу опорного каналу U_1 .

До переваг гетеродинних ВА слід віднести чутливість за рівнем вхідних сигналів (близько $10^{-12} \dots 10^{-14}$ Вт), великі межі вимірюваних послаблень (до -80...- 100 дБ), високі роздільні здатності за амплітудою (0,001 дБ) і фазою (0,01 град.) та ін.

До недоліків таких вимірювачів слід віднести малу швидкодію, що не дозволяє використовувати їх у режимі часу, близькому до реального.

1.3 Векторні аналізатори на основі твердотільних джерел міліметрового діапазону довжин хвиль

Починаючи з дев'яностих років минулого століття та на даний час усі відомі ВА розробляються на основі твердотільних джерел міліметрового діапазону. У зв'язку з тим, що діапазон роботи напівпровідникових

генераторів на діодах Ганна та ЛПД не перевищує 110 ГГц, завдання розробки когерентних джерел сигналів у більш високих частотних діапазонах є актуальним.

Одним із прикладів побудови схеми ВА для роботи у короткохвильовій частині міліметрового та субміліметрового діапазонів є розробка фірми AV Millimeter (AVmm) [21]. У цій схемі сигнали частот міліметрового діапазону хвиль $F_{мм}$ отримуються шляхом множення частоти F_1 сигналів сантиметрового джерела. Множення здійснювалося за допомогою гармонікового генератора (ГГ), виконаного за схемою гармонійного змішувача на діоді Шоттки та налаштованого на гармоніку з номером N_1 (N_1 – ціле число). При цьому

$$F_{мм} = F_1 \times N_1. \quad (1.5)$$

Детектування здійснювалося у гармонійному змішувачі (ГЗ), виконаному також на діоді Шоттки, у процесі гармонійного змішування сигналу міліметрового діапазону, який пройшов через випробуваний пристрій (ВП), із потужністю другого сантиметрового джерела, що працює на частоті F_2 . Принцип побудови векторного аналізатора MVNA-8-350 наведено на рис. 1.2.

Векторний приймач працював на проміжній частоті $F_{нч}$ у мегагерцовому діапазоні:

$$F_{нч} = (F_{мм} - N_2 F_2), N_2 \text{ – ціле число}; \quad (1.6)$$

$$F_{нч} = (F_1 \times N_1 - F_2 \times N_2). \quad (1.7)$$

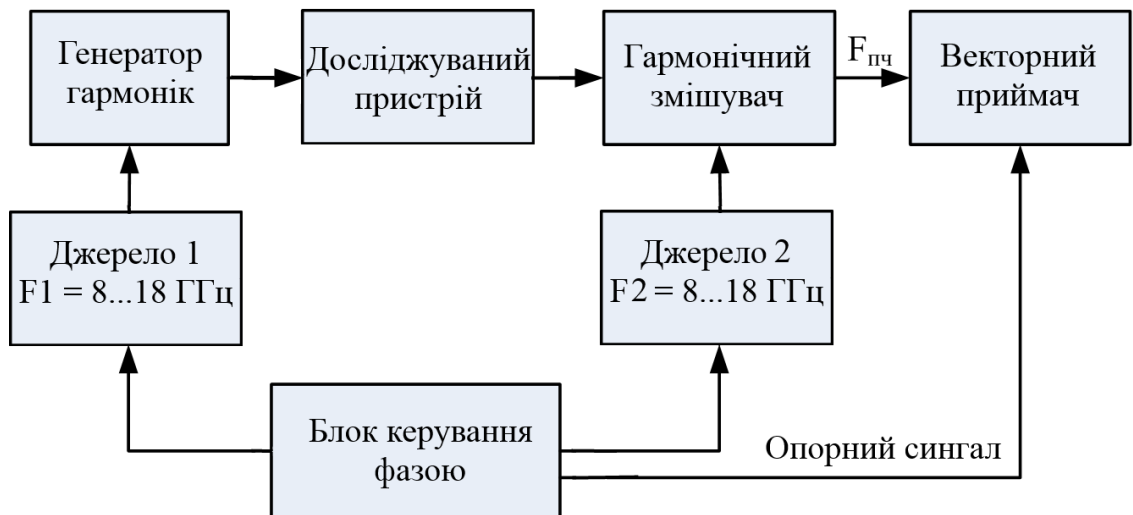


Рисунок 1.2 – Принцип побудови векторного аналізатора
MVNA-8-350

Як джерела F_1 та F_2 використовувалися свіп-генератори діапазону 8-18 ГГц, при цьому різниця частот F_1 та F_2 підтримувалася постійною в усьому діапазоні ВА за допомогою системи ФАПЧ шляхом синхронізації частоти другого джерела F_2 відносно частоти першого джерела F_1 за постійного зсуву частоти f , тобто

$$F_2 = F_1 - f. \quad (1.8)$$

Зсув частоти f було обрано близьким до 3 МГц, а векторний приймач перекривав смугу 0,1-30 МГц. Налаштування цього приймача на частоти, близькі до 3 МГц, дозволяло виділити гармоніки N , такі як

$$N = N_1 = N_2, \quad (1.9)$$

$$F_{пч} = N \times f. \quad (1.10)$$

У цій схемі векторного аналізатора генератор гармонік на діоді Шоттки живиться першим сантиметровим джерелом через гнучкий кабель і використовується як джерело міліметрових хвиль. Гармонійний змішувач

підключений (також через гнучкий кабель) до виходу другого сантиметрового джерела, що є гетеродином, і в ньому виробляється сигнал різницевої частоти F_{nc} , який надходить далі до векторного приймача. Приймач вибирає задану гармоніку N . За допомогою вибору відповідних значень N під час вимірювань передачі можна отримати дуже високі необхідні робочі частоти.

З рівнянь 1.6–1.10 можна вивести співвідношення для фази Φ_{nc}

$$\Phi_{nc} = N_1\Phi_1 - N_2\Phi_2. \quad (1.11)$$

Оскільки другий свіп-генератор охоплений ФАПЧ (синхронізований із першим), шумові компоненти фаз двох джерел Φ_1 та Φ_2 будуть тими ж самими, тобто

$$\Phi_1 = \Phi_2, \quad (1.12)$$

і, оскільки порядки гармонік N_1 та N_2 характеризуються одними і тими ж величинами, фаза детектованого сигналу Φ_{nc} , що визначається виразом (1.7), являє собою фазу, яка вноситься випробуванним пристроєм.

Порівняно з іншими ВА міліметрового діапазону той, що розглядається, має такі переваги:

- для проведення вимірювань відбитих сигналів необхідний тільки спрямований відгалужувач;
- для проведення вимірювань сигналів, які пройшли, не потрібен спрямований відгалужувач;
- виносні головки джерела міліметрового діапазону та приймального змішувача підключаються до вимірювального блоку за допомогою гнучких коаксіальних кабелів.

Недоліком таких ВА є великі габарити та висока вартість (що сягає декількох сотень тисяч доларів США), що обмежує їх доступність для багатьох лабораторій.

У наведеній на рис. 1.2 схемі ВА як задавальні джерела сигналів F_1 та F_2 використовувалися світл-генератори на діодах Ганна, частота яких перебудовується за допомогою «ЗІГ»-сфер. Відомо, що вихідна потужність таких джерел складає одиниці міліват. Подальше множення цих сигналів на гармонійному генераторі призводить до значного зниження рівнів вихідних сигналів ВА та зростання втрат перетворення у гармоніковому змішувачі з високими номерами гармонік перетворення частоти ($N = 20-30$), втрати перетворення яких є значно вищими, ніж у змішувачів на фундаментальних частотах.

Одним зі шляхів створення твердотільних приймально-передавальних систем ВА такого типу є застосування джерел сигналів, побудованих на основі задавальних генераторів сантиметрового діапазону з діелектричними резонаторами, активними ЛПД-помножувачами високої кратності та приймальних пристроїв на змішувачах, які працюють на фундаментальних частотах. У таких помножувачах, на відміну від варисторних або варакторних, процес множення частоти супроводжується підсиленням амплітуди необхідної гармоніки [22–28]. Слід зауважити, що ці пристрої розроблялися для радіолокації [29–32], тому їх застосування для створення ВА, синтезаторів частоти та НВЧ-інтерферометрів міліметрового та терагерцового діапазонів вимагає подальших досліджень.

Для визначення можливості застосування ЛПД-помножувачів у вимірювальних системах із високою роздільною здатністю та ВА потрібна розробка приймально-передавальних пристроїв (ППП) з ФАПЧ та проведення досліджень, які дозволяють оцінити спектральні характеристики, чутливість і динамічний діапазон таких систем.

Під час проведення досліджень у галузі радіоспектроскопії, атомної фізики, фізики плазми часто виникає необхідність у розробці спеціалізованих ВА, конструкції та характеристики яких визначаються вимогами експериментів [33]. У зв'язку із цим, одним із завдань даної роботи є розробка та дослідження малогабаритного гетеродинного ВА короткохвильової частини міліметрового діапазону, побудованого на вітчизняних НВЧ елементах: високостабільних

твердотільних задавальних генераторах сантиметрового діапазону з електронною перебудовою частоти, активних ЛПД-помножувачах високої кратності множення, системах ФАПЧ і засобах цифрової обробки сигналів і управління.

1.4 Аналіз методів інтерферометрії для вимірювання щільності високотемпературної плазми

Для вивчення процесів, які відбуваються у високотемпературній плазмі, одержуваній на сучасних установках керованого термоядерного синтезу типу токамак, використовуються різноманітні діагностичні методи та пристрої, розробка та вдосконалення яких тісно пов'язані з новими вимогами та завданнями, котрі виникають у зв'язку з розвитком таких установок. Серед використовуваних діагностичних методів важливе місце займає надвисокочастотна (НВЧ), або мікрохвильова, інтерферометрія, призначена для вимірювання однієї з найважливіших характеристик плазми – її електронної щільності, яку зазвичай називають щільністю плазми.

1.4.1 Надвисокочастотна інтерферометрія

НВЧ-інтерферометрія – це перевірений метод для вимірювання середньої концентрації електронів у плазмі. Принцип дії заснований на вимірюванні фазового набігу НВЧ-променя з лінійно-поляризованим електричним полем, паралельним до тороїдального поля токамака, під час його проходження крізь плазмовий шнур, при цьому фазовий набіг змінюється пропорційно до інтегральної щільності плазми уздовж шляху променя. Звичайна хвиля, яка переміщується через плазму з локальною щільністю розподілу $n(z)$ вздовж шляху z набуває зсуву за фазою φ

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^L n(z) dz \quad (1.13)$$

де λ – довжина хвилі зондувального сигналу у вакуумі;

n_{co} – критична щільність плазми.

Інтеграл у правій частині є так званою лінійної-інтегральною щільністю плазми [34].

Критична щільність плазми n_{co} визначається за скороченою формулою

$$n_{co} [\text{м}^{-3}] \approx 0,0124 f^2, \quad (1.14)$$

де f – частота зондувального сигналу, Гц.

Існує кілька інтерферометричних схем, які дозволяють вимірювати зміну фази за час життя плазми. На даний час більшість інтерферометрів будуються за гетеродинними схемами [35–42]. Основна схема гетеродинного інтерферометра складається з двох мікрохвильових джерел – джерела зондувального НВЧ сигналу – RF (radio frequency) і гетеродинного джерела – LO (local oscillator), які працюють на різних частотах (рис. 1.3). RF-генератор формує зондувальний сигнал, що проходить через плазму, а LO-генератор використовується для генерації опорного сигналу, що є гетеродинним у приймачі.

Інформаційним сигналом в інтерферометрії є фаза сигналу, що пройшов через досліджуваний об'єкт, виміряна на проміжній частоті (ПЧ) $F_{пч}$, отримуваний змішуванням частоти LO і RF-джерел. Відзначимо також, що таке перетворення є лінійним відносно фази вихідного сигналу, тобто зміна фази сигналу несної частоти на деяке значення призведе до аналогічної зміни фази сигналу ПЧ. При цьому змішування та формування проміжної частоти $F_{пч}$, що несе інформацію про фазу, проводиться у двох точках: під час формування опромінювального сигналу для отримання опорної фази та після проходження плазмового шнура. Фаза зондувального сигналу, що пройшов через плазму, порівнюється з еталонним сигналом, тим самим даючи інформацію про фазові зсуви, які відбулися на трасі розповсюдження зондувального сигналу.

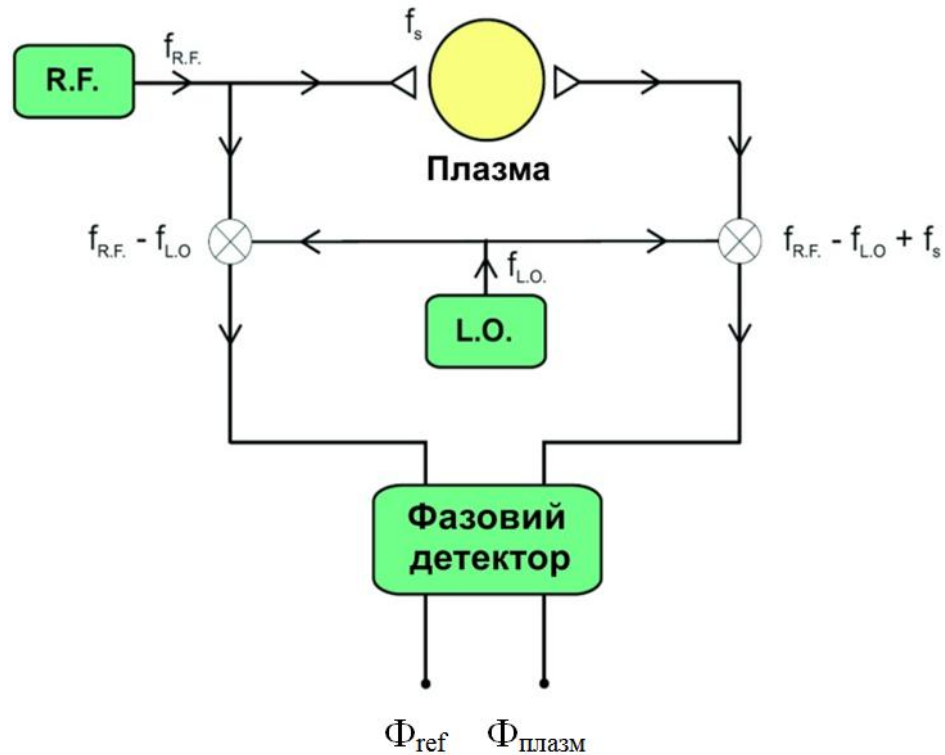


Рисунок 1.3 – Спрощена схема гетеродинного інтерферометра

До теперішнього часу розроблено велику кількість схем гетеродинних інтерферометрів, у яких використовуються НВЧ джерела сигналів різного типу – як електровакуумні, так і твердотільні [43–46]. У зв'язку з постійним прогресом у галузі створення нових установок термоядерного синтезу з більш високими значеннями температури та щільності плазми виникають завдання створення інтерферометрів у все більш високочастотних радіо й оптичних діапазонах. Ця вимога випливає з виразу 1.12, що показує, як частота зондувального сигналу пов'язана з величиною критичної щільності плазми n_{co} .

1.4.2 Лазерна інтерферометрія

Прогрес у вирішенні проблеми керованого термоядерного синтезу нерозривно пов'язаний із рівнем розвитку методів діагностики плазми. Добре освоєні стандартні методи НВЧ-інтерферометрії придатні для вимірювань на плазмових установках зі щільністю плазми $n_e < 10^{15} \text{ см}^{-3}$. У плазмових установках із більш високою щільністю плазми застосовуються лазерні методи дослідження плазми. Розширення діапазону довжин хвиль, які

генеруються лазерами, дозволяє використовувати їх для створення багатоканальних інтерферометрів, котрі працюють у діапазоні від оптичного до субміліметрового.

Лазерна інтерферометрія в інфрачервоному [47] та видимому [48–50] діапазонах спектру дозволяє на кілька порядків підвищити вимірювану верхню граничну щільність електронів, є найменш чутливою до рефракції, однак мала чутливість обмежує її використання у визначенні просторового профілю щільності плазми. Такі інтерферометри застосовувалися для діагностики плазми у невеликих імпульсних установках, але із щільністю електронів, що перевищує критичні значення для НВЧ інтерферометрії [51].

Субміліметрова (СБММ) лазерна інтерферометрія на основі інтерферометрів типу Майкельсона, Маха-Рождественського та трьохдзеркального з амплітудною індикацією фази набула широкого застосування у плазмових дослідженнях після створення газорозрядного HCN-лазера ($\lambda = 337$ мкм) [52, 53] із достатньою потужністю випромінювання. Маючи низку переваг у порівнянні з НВЧ і оптичними, СБММ-інтерферометри зберігають деякі їх недоліки: чутливість до зміни амплітуди сигналів в опорному та вимірювальному каналах і невизначеність у напрямку зміни фази.

Ці недоліки можуть бути усунені шляхом використання інтерферометрів із перенесенням корисної інформації на більш низьку проміжну частоту. Перетворення частоти виконується гомодинним і гетеродинним методами.

1.4.2.1 Інтерферометри з гомодинним перетворенням частоти

Принциповою особливістю гомодинного інтерферометра є використання одного джерела електромагнітного випромінювання. Тому знімається жорстка вимога до його стабільності частоти на відміну від гетеродинного інтерферометра. Завдяки цій перевазі перші СБММ інтерферометри з перетворенням частоти на HCN-лазері були розроблені за гомодинною схемою [54, 55].

Щоб зробити фазу опорної хвилі залежною від часу $\delta\varphi = \delta\omega \times \delta t$, у гомодинному інтерферометрі здійснюється таке перетворення лазерного пучка, за якого його частота зміщується на деяку величину $\delta\omega$ у порівнянні із зондувальною хвилею. На відміну від НВЧ-генераторів, у яких модуляція частоти здійснюється зміною напруги, зсув частоти СБММ лазерів здійснюється тільки за допомогою механічних зсувачів частоти, заснованих на ефекті Доплера [56, 57].

Одним із таких пристроїв є дев'ятиканальний інтерферометр для зондування по вертикальних хордах із гомодинним перетворенням частоти на НСН-лазері з ВЧ-розрядом, розроблений у відділі квазіоптики ІРЕ НАН України для визначення профілю концентрації плазми на установці Токамак-15 [58].

Слід зазначити, що механічні зсувачі частоти СБММ лазерних інтерферометрів вимагають високої точності виготовлення, а величина проміжної частоти залежить від швидкості обертання зсувача й обмежується значенням декількох десятків кілогерц, що, у свою чергу обмежує часову роздільну здатність гомодинного інтерферометра.

1.4.2.2 Інтерферометри з гетеродинним перетворенням частоти

До другого типу інтерферометрів із перетворенням частоти у радіодіапазон, які задовольняють вимогам багатоканальних вимірювань щільності електронів плазми, належать гетеродинні інтерферометри.

Можливість виготовлення такого СБММ-інтерферометра з'явилася тільки після розробки субміліметрових лазерів з оптичною накачкою [59], які мають досить високу стабільність частоти випромінювання. У гетеродинному інтерферометрі виключається механічний зсувач частоти, а проміжна частота отримується змішуванням сигналів двох лазерів. Величина проміжної частоти може досягати декількох мегагерц.

Основною перевагою інтерферометрів із гетеродинним перетворенням частоти у порівнянні з гомодинним є значне збільшення часової роздільної здатності. Однак використання двох лазерів (джерела та гетеродина) вимагає підвищеної стабільності їх частоти, що визначає стабільність проміжної частоти, від якої, у свою чергу, залежить чутливість інтерферометра. Інтерферометри цього типу є широко поширеними у короткохвильовій частині СБММ діапазону на лазерах з оптичною накачкою [60].

У роботі [61] описано інтерферометр із перетворенням частоти гетеродинним методом із використанням двох CH_3OH -лазерів ($\lambda = 119$ мкм), накачуваних одним CO_2 -лазером розроблений спільно науковими співробітниками Харківського національного університету ім. В. Н. Каразіна та Харківського фізико-технічного інституту НАН України. Перевірка інтерферометра безпосередньо на плазмовій установці показала надійну роботу всього комплексу апаратури. Гетеродинні СБММ інтерферометри застосовувалися в експериментах на імпульсних плазмових установках та використовуються або проектується на токамаках нового покоління.

Крім електронної концентрації плазми n_e у дослідженнях високотемпературної плазми важливе значення має визначення полоїдального магнітного поля B_p , наведеного струмом плазмового шнура. В ІРЕ НАН України розроблено одноканальний гомодинний інтерферометр-поляриметр із робочою довжиною хвилі 195 мкм, що генерується DCN лазером, призначений для використання на установці Токамак-15 і суміщений із дев'ятиканальним інтерферометром ($\lambda = 337$ мкм) цієї установки. Він дозволяє проводити одночасне визначення n_e та B_p уздовж будь-яких хорд зондування [62, 63].

1.4.3 Мікрохвильові інтерферометри з активними ЛПД-помножувачами частоти міліметрового діапазону

Поряд із вимірюванням щільності плазми у сучасних токамаках гостро стоїть завдання використання сигналів інтерферометрів для управління даним параметром у режимі реального часу і, таким чином, утримання

плазми за її додаткового нагрівання із застосуванням потужних джерел енергії. Ці завдання, у свою чергу, вимагають розробки та дослідження схем інтерферометрів із більш широкими функціональними можливостями, заснованих на когерентних ППП короткохвильової частини міліметрового та терагерцового діапазонів.

У зв'язку з тим, що діапазони роботи діодів Ганна та ЛПД обмежені частотою 110 ГГц, одним із найбільш перспективних напрямків під час створення таких пристроїв слід вважати схеми, передавальні системи яких засновані на задавальних генераторах сантиметрового діапазону з електронною перебудовою частоти та помножувачах частоти, а приймальні пристрої – на змішувачах, які працюють на фундаментальній частоті.

Прикладом застосування таких схем у діапазоні 140 ГГц є інтерферометр, призначений для вимірювання електронної щільності плазми у токамаці ТСАВР [64]. Структурна схема інтерферометра є аналогічною до наведеної на рис. 1.3. Блоки передавача й опорного генератора складаються з задавальних транзисторних генераторів (з $F = 7,7 \dots 7,78$ ГГц), стабілізованих діелектричними резонаторами, НВЧ підсилювачів потужності з $K_{yc} = 20$ дБ та активних ЛПД-помножувачів частоти з коефіцієнтом множення $N = 18$. За допомогою цього інтерферометра проводяться вимірювання електронної щільності плазми у діапазоні до $n_e = 4 \times 10^{19} \text{ м}^{-3}$.

Для вимірювання щільності плазми з більшою концентрацією порядку 10^{20} м^{-3} та вище необхідні інтерферометри з джерелами сигналів терагерцового діапазону. У роботі [65] наведено результати розробки гетеродинного інтерферометра для діагностики плазми на частоті зондувального сигналу 280 ГГц. В інтерферометрі використано спеціально розроблені помножувач високої кратності на лавинно-пролітному діоді із малим рівнем фазових шумів і перетворювач частоти вгору. Функціональну схему інтерферометра та його підключення до камери з досліджуваною плазмою наведено на рис. 1.4.

Для формування зондувального сигналу та сигналу гетеродина приймача використовується один опорний генератор (ОГ), стабілізований діелектричним резонатором. Сигнал твердотільного опорного генератора з частотою $f_{on} = 6,925$ ГГц подається на помножувач частоти високої кратності (УМ-1) з коефіцієнтом множення $K_{ум} = 20$. Помножувач частоти виконано на спеціальному ЛПД виробництва ДП НДІ «Оріон», м. Київ.

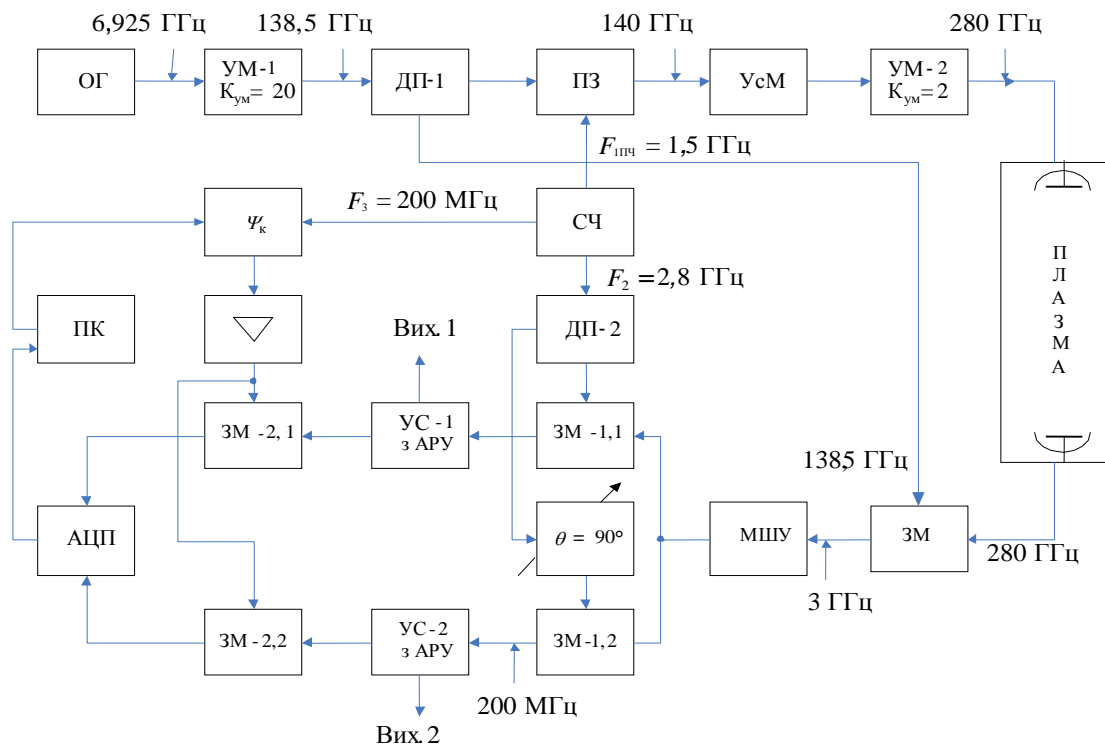


Рисунок 1.4 – Функціональна схема гетеродинного інтерферометра

На виході помножувача виділяється сигнал із частотою $f_1 = 138,5$ ГГц і потужністю $P_1 = 17$ мВт. Дільником потужності (ДП-1) сигнал розділяється на два канали. Один канал використовується як гетеродинний для приймача, з іншого каналу сигнал надходить на вхід перетворювача зсуву (ПЗ). На другий вхід ПЗ підводиться сигнал проміжної частоти $F_{1пч} = 1,5$ ГГц, що виробляється синтезатором частот (СЧ). На виході ПЗ виділяється сигнал сумарної частоти, що дорівнює 140 ГГц, який подається на двокаскадний

підсилювач потужності УсМ, виконаний на синхронізованих генераторах. Вихідна потужність підсилювача дорівнює 20 мВт. Підсилений сигнал подається на помножувач частоти (УМ-2), виконаний на планарному діоді Шотткі, із коефіцієнтом множення $K_{ум} = 2$. На виході УМ-2 виділяється сигнал із частотою 280 ГГц і потужністю приблизно 1 мВт, який через плавні хвилеводні переходи з перетину $0,45 \times 0,9 \text{ мм}^2$ на перетин $23 \times 10 \text{ мм}^2$ подається на випромінювальну антену A_1 , вмонтовану у вимірювальну камеру.

На виході змішувачів ЗМ-1.1 і ЗМ-1.2 виділяються сигнали різницевої частоти 200 МГц, які знаходяться у квадратурі. З виходу підсилювачів УС-1 і УС-2 сигнали подаються на радіочастотні входи змішувачів ЗМ-2.1 і ЗМ-2.2. На гетеродинний вхід ЗМ-2.1 і ЗМ-2.2 надходить сигнал частотою 200 МГц, що формується у СЧ. Таким чином, вихідні змішувачі працюють у режимі з нульовою проміжною частотою та формують на виході напруги $V_1 = A \times \sin\varphi$, $V_2 = A \times \cos\varphi$. Амплітуда вихідної напруги змінюється у межах $\pm 5 \text{ В}$ за зміни φ на 180° .

Сигнали, сформовані на квадратурних виходах ЗМ-2.1 і ЗМ-2.2, через аналого-цифровий перетворювач (АЦП) подаються на персональний комп'ютер, який виконує обробку сигналів за заданим алгоритмом і обчислення концентрації зондованої плазми.

Слід зазначити, що на даний час фірмою Virginia diodes [66] розроблено широкосмугові подвоювачі та потроювачі частоти з ефективністю до $\sim 4\%$, які дозволяють підвищити вихідні частоти інтерферометрів до 400–600 ГГц.

З аналізу характеристик інтерферометрів, наведених у [64, 65], можна зробити висновок, що застосування активних ЛПД-помножувачів частоти високої кратності множення дозволяє створювати на їх основі ефективні когерентні ППП у короткохвильовій частині міліметрового та терагерцовому діапазонах для завдань мікрохвильової діагностики плазми.

Слід зазначити, що поряд із високими технічними характеристиками такі схеми інтерферометрів не дозволяють використовувати їх сигнали у системах управління плазмою, оскільки отримання даних про інтегральну щільність плазми стає можливим тільки після обробки результатів вимірювань. У зв'язку із цим, розробка методів створення та дослідження інтерферометрів, які працюють у режимі реального часу, є одним із актуальних завдань мікрохвильової діагностики плазми.

1.5 Висновки до розділу 1

1. Проведено аналіз методів фазової синхронізації електронно-вакуумних НВЧ-генераторів у векторних аналізаторах і спектрометрах міліметрового діапазону. Визначено проблеми, які обмежують їх застосування у терагерцовому діапазоні довжин хвиль.

2. Аналіз НВЧ джерел сигналів, які застосовуються у спектроскопії, показав, що найбільш перспективними джерелами спектрометрів міліметрового та терагерцового діапазонів є синтезатори частоти з фазовим автопідстроюванням частоти та синтезатори прямого цифрового синтезу.

3. Проведено аналіз схемних рішень і характеристик гомодинних та гетеродинних ВА. Показано, що перевагами гетеродинних ВА у порівнянні з гомодинними є більш висока чутливість за рівнем вхідних сигналів, великі межі вимірюваних послаблень і роздільних здатностей за амплітудою та фазою.

4. Аналіз методів побудови сучасних ВА показав, що найбільш перспективними схемними рішеннями під час розробки ВА у короткохвильовій частині міліметрового та терагерцового діапазонів слід вважати гетеродинні ВА, побудовані на основі синхронізованих задавальних генераторів сантиметрового діапазону з електронною перебудовою частоти та помножувачів частоти.

5. Проведено аналіз мікрохвильових інтерферометрів, побудованих на основі активних ЛПД-помножувачів частоти високої кратності множення міліметрового діапазону, призначених для вимірювання електронної щільності плазми. Аналіз їх характеристик показав, що застосування ЛПД-помножувачів дозволяє створювати на їх основі когерентні приймально-передавальні пристрої у короткохвильовій частині міліметрового та терагерцового діапазонів для завдань мікрохвильової діагностики плазми.

2 ФАЗОВА СИНХРОНІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ АКТИВНИХ ЛПД-ПОМНОЖУВАЧІВ ВИСОКОЇ КРАТНОСТІ МНОЖЕННЯ

2.1 Фазова синхронізація частоти ЛПД-помножувачів у гетеродинному векторному аналізаторі двоміліметрового діапазону

Як було показано у підрозділі 1.3, одним із перспективних шляхів створення твердотільних когерентних приймально-передавальних систем у короткохвильовій частині міліметрового діапазону є використання джерел сигналів, які побудовані на основі активних ЛПД-помножувачів високої кратності. У таких помножувачах, на відміну від варисторних або варакторних, процес множення частоти може супроводжуватися підсиленням амплітуди необхідної гармоніки. Якщо структуру кристалу помножувального діода було обрано так, що вихідна частота знаходиться в області існування негативної провідності, то відбувається додаткове посилення вихідного сигналу та відповідно зниження втрат перетворення [25, 26]. Такі помножувачі, розроблені у ДП НДІ «Оріон» (м. Київ), здійснюють перенесення спектрів високостабільних задавальних генераторів сантиметрового діапазону в будь-яку ділянку міліметрового діапазону з вихідною потужністю до 100 мВт у діапазоні 30–140 ГГц. Крім того, вони дозволяють створювати джерела зі смугами електронної перестроювання частоти, достатніми для широкого кола досліджень. Ці характеристики ЛПД-помножувачів стали визначальними під час вибору джерел для досліджуваного у роботі ВА двоміліметрового діапазону.

Слід сказати, що питання можливості застосування таких помножувачів у вимірювальних системах із високою роздільною здатністю ще недостатньо вивчені та вимагають розробки методів синхронізації їх коливань для поліпшення спектральних характеристик, стабільності частоти та фазової роздільної здатності векторних аналізаторів міліметрового діапазону.

У даному розділі запропоновано та досліджено метод фазової синхронізації ЛПД-помножувачів високої кратності множення у гетеродинному ВА двоміліметрового діапазону.

Даний метод відрізняється від методів синхронізації частоти, застосовуваних у ВА із множенням частоти задавальних генераторів, наведених у підрозділі 1.3, тим, що для фазової синхронізації частоти НВЧ джерел використовується сигнал різницевої частоти вихідних помножених частот ВА, а не частоти задавальних генераторів, що називається далі у роботі як «верхня синхронізація» частоти.

Для реалізації цього методу було розроблено та досліджено: схему ВА з використанням двох твердотільних електрично перебудовуваних джерел сигналів на основі ЛПД-помножувачів [67, 68], приймальні пристрої, система ФАПЧ для синхронізації частот помножувальних джерел, векторний приймач, цифрова система збору даних і управління перебудовою частоти, а також програма управління й обробки даних вимірювань на персональному комп'ютері (ПК). Структурну схему ВА наведено на рис. 2.1.

ВА складається з двох перебудовуваних джерел двоміліметрового діапазону: керуючого – Джерело 1 та керованого – Джерело 2, двох генераторів, керованих напругою, – ГКН 1 та ГКН 2, змішувача 1 та підсилювача проміжної частоти системи ФАПЧ, векторного приймача, що містить змішувач 2, підсилювач проміжної частоти й ампліфазометр, системи управління перебудовою частоти (СУПЧ) та ПК.

Принцип роботи ВА заснований на порівнянні амплітуд і фаз сигналів проміжної частоти опорного каналу з сигналом, що пройшов через досліджуваний об'єкт на такій же проміжній частоті. Для синхронізації частоти задавальних генераторів використовується система ФАПЧ по проміжній частоті, отримуваний від змішування частот джерел 1 і 2.

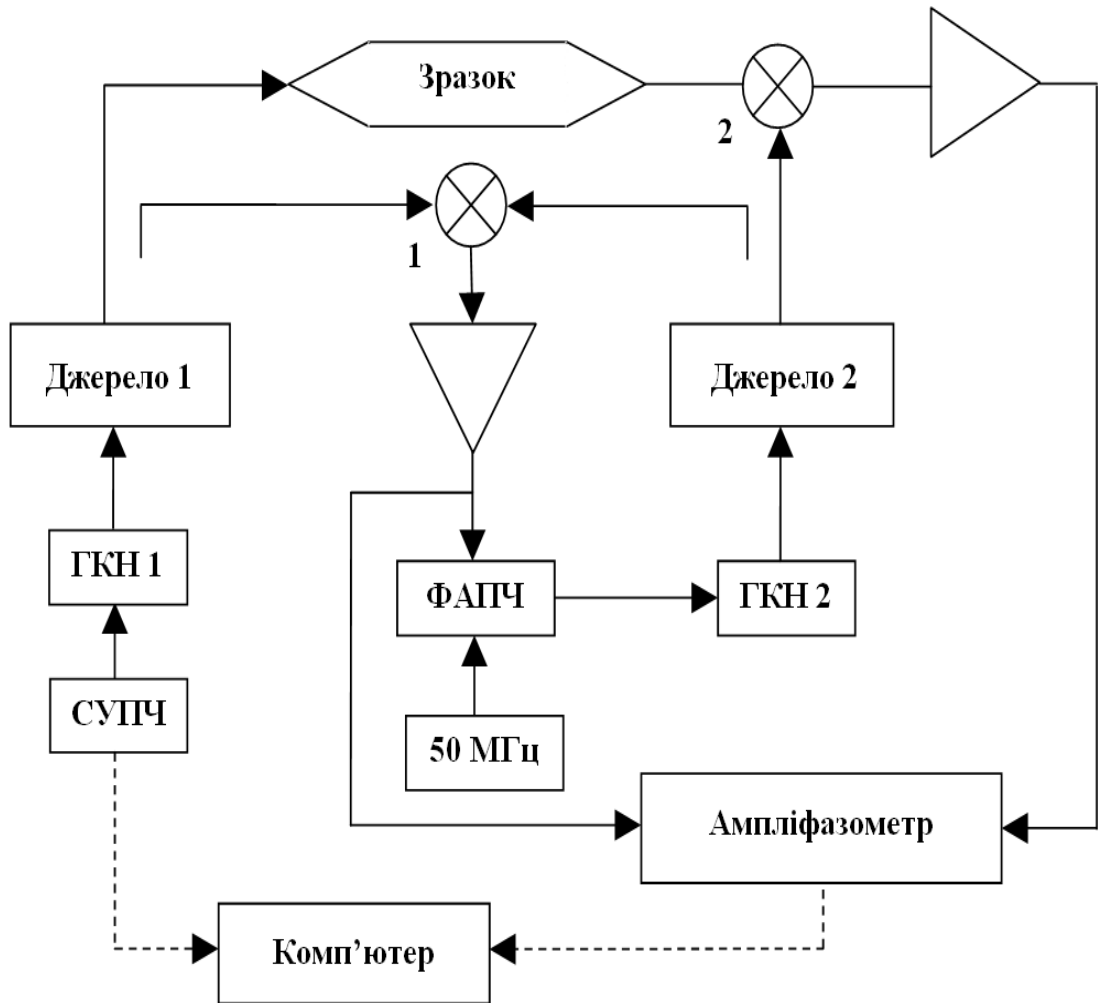


Рисунок 2.1 – Структурна схема векторного аналізатора

Функціональну схему одного з твердотільних помножувальних джерел наведено на рис. 2.2. Кожне джерело містить трикаскадний підсилювач потужності сантиметрового діапазону 1 з коефіцієнтом підсилення < 25 дБ, активний ЛПД-помножувач частоти високої кратності, смугопропускний фільтр, а також стабілізатори напруги живлення посилювача потужності та струму живлення помножувального діода.

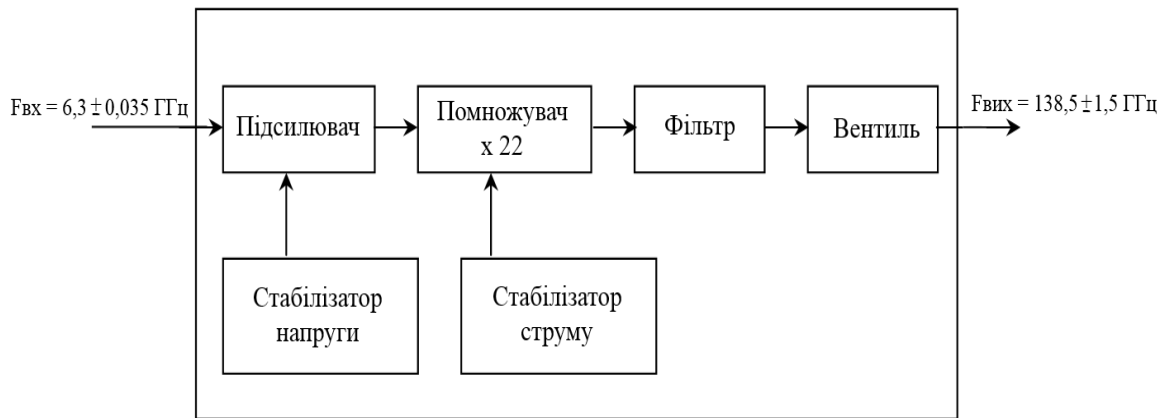


Рисунок 2.2 – Функціональна схема твердотільних помножувальних джерел 1, 2

Сигнал ГКН з діапазоном електронної перестроювання частоти $6,3 \pm 0,035$ ГГц надходить на підсилювач потужності та далі на помножувач, налаштований на двадцять другу гармоніку частоти задавального генератора. Для виділення двадцять другої гармоніки та заглушення сигналів інших гармонік множення використовується смуговий фільтр зі смугою пропускання $138,5 \pm 1,5$ ГГц. Конструктивно помножувальне джерело виконане в окремому металевому корпусі (рис. 2.3), містить вбудовані стабілізатори напруги живлення посилювача потужності та стабілізатор струму живлення помножувального діода, а також обладнаний з'єднувачами живлення та вихідним хвилеводом з перерізом $0,8 \times 1,6$ мм.



Рисунок 2.3 – Зовнішній вигляд помножувального джерела

У досліджуваній приймально-передавальній системі використовувалися два ідентичних твердотільних помножувальних джерела зі смугами перестроювання $140,0 \pm 1,5$ ГГц (керуюче джерело 1) та $138,5 \pm 1,5$ ГГц (кероване джерело 2). Як задавальні ГКН використовувалися високостабільні транзисторні генератори сантиметрового діапазону з вихідною потужністю < 20 мВт виробництва ДП НДІ «Оріон», м. Київ. Частота генерації ГКН стабілізувалася діелектричними резонаторами (ДР), а перебудова частоти здійснювалася за допомогою варакторів.

На рисунку 2.4 наведено графіки залежності значень частоти генерації двох задавальних генераторів сантиметрового діапазону від керувальної напруги.

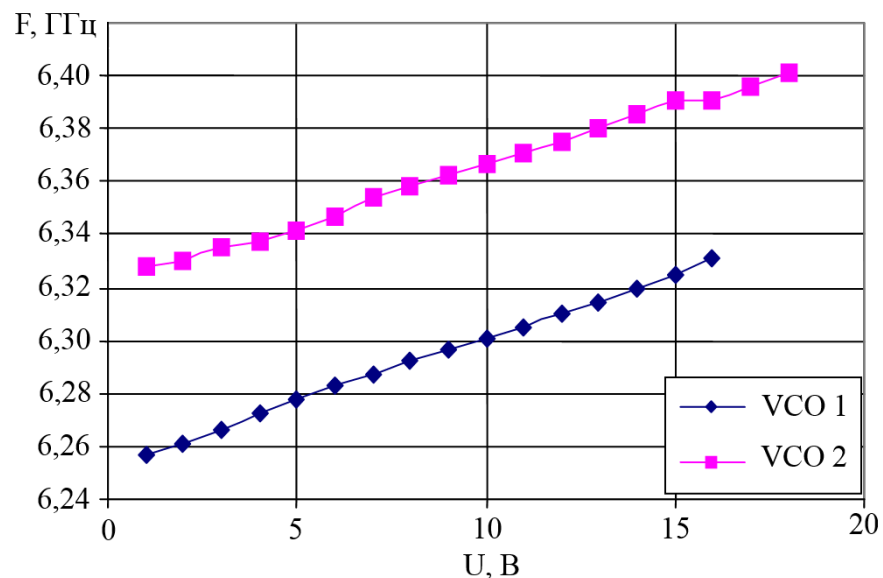


Рисунок 2.4 – Залежність значень частоти генерації двох задавальних генераторів, керованих напругою (VCO 1 і VCO 2) від керувальної напруги

Графіки залежності вихідної потужності помножувальних джерел 1 і 2 від частоти наведено на рис. 2.5.

Як видно з рис. 2.5, вихідна потужність джерела 1 змінюється у межах 15–20 мВт у діапазоні частот 138,5–141,5 ГГц, а джерела 2 – у межах 5–10 мВт у смузі 137,0–140,6 ГГц. Як показано нижче, цієї потужності достатньо як для сигнального, так і для вимірювального каналів.

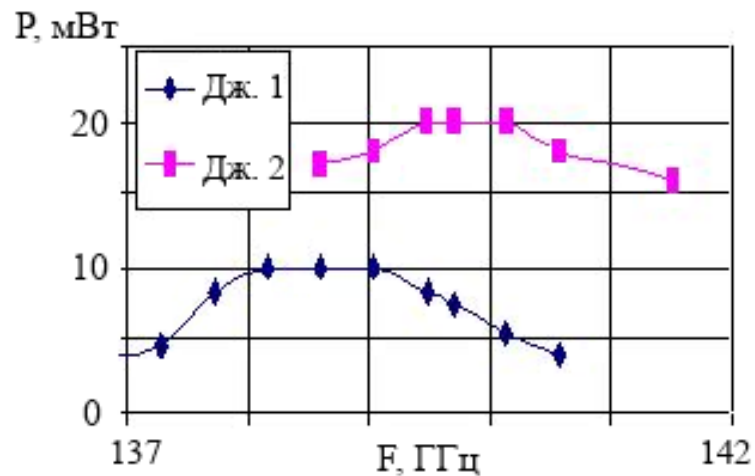


Рисунок 2.5 – Залежність вихідної потужності помножувальних джерел 1 і 2 від частоти

Однією з вимог, які висувають до характеристик НВЧ-джерел ВА, є можливість синхронної перестроювання частот передавача та гетеродина для підтримки сталості їх різницевої частоти в усьому діапазоні перестроювання частоти передавача. У розробленій схемі ВА з цією метою застосовується система ФАПЧ за проміжною частотою, одержуваною від змішування частот джерел 1 і 2 [68].

Сигнали джерел 1 і 2 через спрямовані відгалужувачі надходять на змішувач 1 системи ФАПЧ. Різницева частота 250 МГц з виходу змішувача після підсилення подається на сигнальний вхід системи ФАПЧ. Як джерело опорної частоти системи ФАПЧ використовується високостабільний сигнал з кварцового генератора з частотою 50 МГц. З виходу системи ФАПЧ напруга, пропорційна до різниці фаз джерел 1 і 2, подається на варактор ГКН 2. Тим самим частота джерела 2 завжди є нижчою за частоту джерела 1 на 250 МГц. Керуючи напругою на варакторі, система ФАПЧ підтримує різницеву частоту на виході джерел 1 і 2 на рівні 250 МГц. Перебудова робочої частоти векторного аналізатора здійснюється блоком управління шляхом зміни напруги на варакторі ГУН-1 у межах 1 ... 16 В.

Сигнал, що пройшов через вимірюваний об'єкт, приймається змішувачем векторного приймача 2, на який подається також і сигнал гетеродинного джерела 2. З виходу змішувача сигнал різницевої частоти після підсилення подається на ампліфазометр, у якому проводиться порівняння фаз опорного та вимірюваного сигналів.

Різниця частот джерел 1 і 2 (F_1 та F_2) підтримувалася постійною в усьому діапазоні ВА за допомогою системи ФАПЧ шляхом синхронізації частоти другого джерела F_2 відносно частоти першого джерела F_1 за постійного зсуву частоти $F_{пч}$, тобто

$$F_2 = F_1 - F_{пч}. \quad (2.1)$$

Оскільки другий генератор (ГКН 2) охоплений ФАПЧ (синхронізований з ГКН 1), шумові компоненти фаз двох джерел Φ_1 та Φ_2 будуть тими ж самими, тобто

$$\Phi_1 = \Phi_2. \quad (2.2)$$

У цьому випадку фаза детектованого сигналу $\Phi_{пч}$ являє собою фазу, що вноситься випробуваним пристроєм.

2.2 Вибір параметрів синхронізації у системі фазового автопідстроювання частоти джерел сигналів на основі ЛПД-помножувачів

Для синхронізації частот помножувальних джерел 1 і 2 було розроблено систему ФАПЧ, функціональну схему якої наведено на рис. 2.6 [68]. Сигнал проміжної частоти 250 МГц подається на широкосмуговий підсилювач проміжної частоти (ППЧ). Смугу пропускання ППЧ обрано достатньо широкою для того, щоб не обмежувати смугу захоплення ФАПЧ. У той самий час обмеження смуги пропускання як знизу,

так і зверху пов'язане з діапазоном робочих частот дільника частоти $f/10$, в якості котрого використовується прескалер 193ИЕ2.



Рисунок 2.6 – Функціональна схема системи ФАПЧ

Частотно-фазовий детектор, виконаний за стандартною схемою на основі динамічних D-триггерів серії 1554, є фазовим детектором за різниці фаз між опорним і підстроюваним джерелом, що не перевищує $\pm 180^\circ$. За великого розстроювання він відіграє роль частотного компаратора та, спільно з активним пропорційно-інтегрувальним фільтром, забезпечує втягування системи ФАПЧ до режиму фазової синхронізації.

Пропорційно-інтегрувальний фільтр виконано на основі швидкодіючого операційного підсилювача з низьковольтним живленням, тому для забезпечення перестроювання частоти задавальних генераторів ГКН 1 та ГКН 2 в усьому діапазоні робочих частот застосовано спеціальну схему узгодження рівнів.

Робоча частота частотно-фазового детектора обрана на рівні 25 МГц. Оскільки як опорний використано сигнал з частотою 50 МГц від частотоміра ЧЗ-54, то його частота ділиться на 2 дільником $f/2$. Смуга пропускання замкненої системи ФАПЧ у нашому випадку становить близько 1 МГц.

2.3 Вимірювання у приймачі векторного аналізатора міліметрового діапазону

2.3.1 Змішувальні пристрої векторного приймача та системи фазового автопідстроювання частоти двоміліметрового діапазону

Під час створення приймально-передавальних систем ВА було розроблено та досліджено два небалансних змішувача: змішувач 2 для векторного приймача та 1 для системи ФАПЧ [69].

Призначення змішувачів 1 та 2 полягає у перенесенні сигналів з двоміліметрового діапазону довжин хвиль на більш низькі частоти ПЧ, для котрих існує добре розвинена вимірювальна техніка та елементна база.

Змішувач 2 знаходився у вимірювальному колі ВА. До цього змішувача висувають вимоги мінімальних внесених шумів і втрат у процесі перетворення сигналу. Змішувач має забезпечити максимальний динамічний діапазон (ДД) прийнятих сигналів. ДД, як відомо, є обмеженим: знизу – чутливістю змішувача, що визначає можливість роботи з малими сигналами, а зверху – здатністю прийому максимально можливого сигналу за заданих нелінійних спотворень.

Змішувач 1 ФАПЧ працює за практично постійних, достатньо великих рівнів сигналів, тому технічні вимоги до цього змішувача є значно нижчими.

Змішувачі являють собою небалансні одноходові пристрої. Потужність гетеродина подається на змішувальну камеру через – спрямований відгалужувач з перехідним послабленням близько 12 дБ. Враховуючи вихідну потужність помножувача, до 20 мВт, таке перехідне послаблення забезпечує прийнятні втрати вхідного сигналу, близько 0,7 дБ, і відгалужує достатню для ефективного перетворення потужність гетеродина.

Змішувальну камеру виконано у вигляді гібридної інтегральної схеми (ІС), розташованої у корпусі, сумісному з хвилеводними пристроями. ІС є гібридною, оскільки крім елементів схеми, розташованих на смужковій платі, вона містить ще й навісний елемент – напівпровідниковий змішувальний діод. Корпус змішувальної камери слугує захистом смужкової плати від

механічних пошкоджень та, окрім цього, у ньому також формуються екрани смужкових елементів. На смужковій платі зазвичай розташовують хвилеводно-смушкові та коаксіально-смушкові переходи, які дозволяють виконати входи-виходи пристрою у вигляді стандартних хвилеводних фланців, зістикованих із хвилеводами стандартного перерізу, а також коаксіальними з'єднувачами. Ця обставина полегшує стикування пристроїв на базі смужкових ліній зі стандартною вимірювальною апаратурою та хвилеводними, коаксіальними пристроями. До планарної смужкової лінії зручно монтуються планарні діоди з балочними виводами. З іншого боку, поява планарних діодів міліметрового діапазону дозволила застосувати смужкові конструкції у пристроях цього діапазону.

Важливою обставиною, що вплинула на вибір конструкції змішувальної камери, було прагнення спростити роботи з механічної обробки робочої камери пристрою. Значна частина труднощів механічної обробки у наведеній конструкції перенесена на смужкову плату, де простіше домогтися більш високих точностей і реалізації надзвичайно дрібних деталей конструкції. Смужкові лінії виготовляються за стандартним технологічним процесом із високою точністю.

На рис. 2.7 показано конструкцію змішувальної камери.

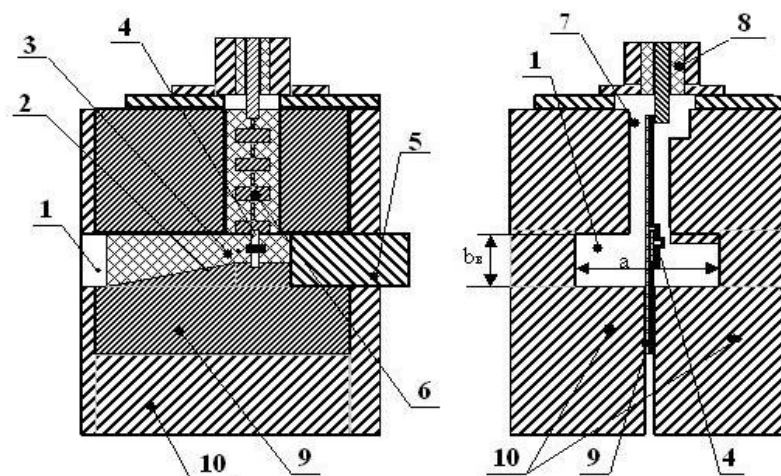


Рисунок 2.7 – Конструкція змішувальної камери

Вимірювальний і гетеродинний сигнали надходять на хвилеводний вхід змішувача 1 стандартного перерізу, після чого перетворюються лінійним хвилеводно-смужковим переходом 2 у хвилю хвилеводно-щілинної лінії 3 (форма використаної смужкової лінії – *finline*) та надходять на змішувальний діод 4. Узгодження діоду виконано за допомогою рухомого короткозамикача 5. Сформований змішувальним діодом сигнал різницевої частоти через фільтр нижніх частот (ФНЧ) 6 і перехід від смужкової лінії передачі до коаксіальної лінії передачі 7 виводиться з діоду на коаксіальний з'єднувач 8 і надходить на вхід підсилювача ПЧ. Корпус змішувача 10 (екран смужкової лінії) виготовлено з міді (латуні) у вигляді двох однакових частин, між якими затиснута смужкова плата 9 з товщиною 40 мкм.

Основною умовою ефективного перетворення сигналів є узгодження діоду, що дозволяє здійснити повне поглинання потужності вхідних сигналів. Висоту щілини *finline* 3, в яку встановлено перетворювальний діод з балочними виводами 4, обрано виходячи з міркувань рівності хвильового опору *finline* та активної частини повного опору діоду (імпеданса). Як змішувальний елемент використано планарний арсенід-галієвий діод з бар'єром Шоттки (ДБШ) з балочними виводами – 3A138Б-3.

На рис. 2.8 наведені експериментальні результати вимірювання втрат перетворення ($a_{прб}$) змішувача залежно від несних частот.

Вимірювання проведені за диференціальним методом, що достатньо добре відповідає вимірюванню з гетеродином на низьких частотах ПЧ. З графіку випливає, що оптимальна характеристика узгодження отримана в діапазоні 130...140 ГГц. Проведена оцінка потенційних можливостей змішувального діоду 3A138Б-3, без урахування втрат в елементах конструкції, засвідчила його можливість мати втрати перетворення у змішувальному пристрої близько $a_{прб. id} \sim 6,3$ дБ.

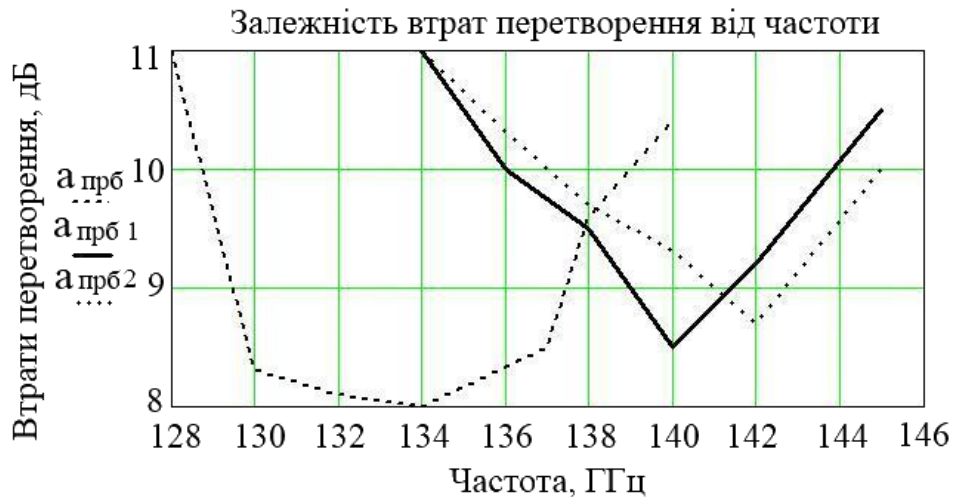


Рисунок 2.8 – Залежність втрат перетворення трьох зразків змішувачів від частоти

Необхідно зазначити, що втрати, які викликані щілиною у корпусі, котра заповнена підкладкою смужкової плати, можна оцінити як $a_{щ} = 0,3 \dots 0,5$ дБ. Втрати на фланці та хвилеводі до смужкової лінії $a_{\epsilon} = 0,1$ дБ. Сумарні реальні втрати мають вигляд:

$$a_{прб. реал} = a_{прб. id} + a_{пер} + a_{ФНЧ} + a_{рег} + a_{кз} + a_{\epsilon} \quad (2.3)$$

і дорівнюють

$$a_{прб. реал} = 6,3 + 0,9 + 0,3 + 0,2 + 0,2 + 0,1 = 8,0 \text{ (дБ)}.$$

Отримані результати вимірювань показують прийнятну величину додаткових втрат у змішувальній камері під час застосування гібридно-інтегральної схеми побудови змішувача двоміліметрового діапазону. Додаткові втрати, викликані конструктивними та принциповими чинниками застосування смужкових ліній передачі, окупаються спрощенням трудомістких і складних механічних операцій у процесі виготовлення описаної конструкції.

Рівень вихідного сигналу, що формується на виході змішувачів, є не достатнім для роботи векторного приймача.

Для забезпечення рівня сигналу, достатнього для роботи приймача та системи ФАПЧ, було розроблено попередні підсилювачі проміжної частоти (ПППЧ), які являють собою двокаскадні малошумні підсилювачі з резистивним негативним зворотним зв'язком. Коефіцієнт посилення ПППЧ обраний на рівні 30 дБ. Підсилювач забезпечує нерівномірність коефіцієнта посилення 0,5 дБ у смузі від 50 до 550 МГц. До складу ПППЧ входять кола зміщення змішувального діода, погоджувальні елементи, підсилювач і стабілізатор напруги для живлення підсилювальних каскадів і кіл зсуву.

Методику розробки та досліджень підсилювачів проміжної частоти наведено у Додатку Б.

2.3.2 Спектральна щільність потужності фазових шумів гетеродина та динамічний діапазон векторного приймача

Підсилювач ПЧ має коефіцієнт шуму близько 0,8 дБ під час вимірювання сигналу на вхідному навантаженні 50 Ом. На вихідному опорі змішувача, що дорівнює $R_{\text{вих.ПЧ}} \sim 130$ Ом, коефіцієнт шуму підсилювача $K_{\text{шППЧ}}$ можна оцінити у 2–2,5 дБ.

Коефіцієнт шуму небалансного змішувача визначається з наступного виразу:

$$K_{\text{ш}} = \alpha_{\text{вх}} + \alpha_{\text{прб}} \times [t_{\text{ш.д}} + (K_{\text{шППЧ}} - 1)] + t_{20} \times P_2, \quad (2.4)$$

де $\alpha_{\text{вх}}$ – втрати вхідного пристрою, в одиницях;

$\alpha_{\text{прб}}$ – втрати перетворення змішувача, од.;

$t_{\text{ш.д}}$ – шумова температура діода, од., зазвичай $t_{\text{ш.д}} \sim 1$;

t_{20} – питома шумове відношення гетеродина, що відповідає вихідним шумам, які приходяться на 1 мВт його вихідної потужності, од.;

P_2 – потужність гетеродина, підведена до змішувача, мВт;

$K_{\text{шППЧ}}$ – коефіцієнт шуму підсилювача ПЧ.

Як видно з наведеного виразу, чутливість змішувача визначається в основному величинами $\alpha_{np\delta}$, t_{20} та P_2 , причому під час використання гетеродина, що має значні шуми, шуми, які вносяться до змішувача, можуть значно перевищувати втрату потенціалу, що залежить від втрат перетворення.

Звідси можна оцінити коефіцієнт шуму приймача:

$$K_{ш.пр} = \alpha_{ex} + \alpha_{np\delta} \times [t_{ш.д} + (K_{ш.нч} - 1)] + t_{20} \times P_2. \quad (2.5)$$

Таким чином, використовуючи вираз (2.5) для небалансного змішувача, можна зробити висновки про джерела шумів, які звужують ДД знизу, тобто визначити граничну чутливість когерентного приймача.

Коефіцієнт шуму змішувача:

$$K_{ш.зм} = \alpha_{ex} + \alpha_{np\delta} \times [t_{ш.д} + (K_{ш.нч} - 1)]. \quad (2.6)$$

На вході змішувальної камери знаходиться спрямований відгалужувач з перехідним послабленням 12 дБ для подачі сигналу гетеродина. Загальні втрати у відгалужувачі визначаються як сума втрат через витік корисного (вимірюваного) сигналу за рахунок перехідного ослаблення та втрат у хвилеводі та дорівнюють $\alpha_{ex} = 0,7$ дБ.

Коефіцієнт шуму змішувальної камери з «нешумлячим» гетеродином ($t_{20} = 0$) оцінюється у такий спосіб:

$$K_{ш.зм.бг} = \alpha_{np\delta} \times [t_{ш.д} + (K_{ш.нч} - 1)].$$

Звідси власний стандартний односмуговий коефіцієнт шуму змішувача з ідеальним, «нешумлячим» гетеродином $K_{ш.зм.бг}$ дорівнює близько 12 дБ.

Чутливість приймача у режимі фазових вимірювань оцінено як $P_{пр} = -130$ дБ/мВт у смузі 1 Гц за відношення сигнал/шум $P_{с.ш} = 1$. Гранична

чутливість ідеального приймача ($K_{ш.пр} = 0$, $t_{zo} = 0$) у згаданій смузі становить:
 $P_{пред.ід} = 174$ дБ/мВт.

Коефіцієнт шуму власне приймача, з реальним гетеродином:
 $K_{ш.пр} = P_{пр} - P_{пред.ід}$; $K_{ш.пр} = -130 - (-174) = 44$ дБ.

Перетворюючи (2.4) до зручного для нас вигляду, отримуємо питоме шумове відношення гетеродина

$$t_{zo} = P_z^{-1} \times (K_{ш.пр} - K_{ш.зм.бз}).$$

Поклавши, що потужність гетеродина P_r , яка подається на діод, є близькою до 1 мВт, отримаємо:

$$t_{zo} = 44 - 12 = 36 \text{ (дБ)} = 3981 \text{ (од/мВт)}.$$

Перейшовши до більш вживаних одиниць характеристики шумів гетеродина – відношенню щільності потужності шумів у смузі 1 Гц за відлаштування від несної частоти на значення ПЧ на двох бічних смугах (у даному випадку $F_{ПЧ} = 250$ МГц) – отримуємо оцінку відносної спектральної щільності потужності фазових шумів за відвідлаштування на 250 МГц від несного коливання у двосмуговому режимі вимірювання:

$$N_{ш} = t_{zo} / 10^3 \times kT_0 = 3981 \times 10^3 / 4 \times 10^{21} = 1,592 \times 10^{-14} \text{ (од/Гц)},$$

або у логарифмічному масштабі

$$N_{ш} = 10 \times \lg(1,592 \times 10^{-14}) = -138 \pm 5 \text{ дБ / Гц},$$

де $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана;

$T_0 = 293$ К – стандартна (кімнатна) температура.

ДД зверху обмежений допустимими викривленнями форми сигналу змішувальним пристроєм і становить $P_2 / 10 = 0,1$ мВт = -10 дБ/мВт.

Отже, за відношення сигнал/шум $P_{с.ш} = 1$ у смузі пропускання 1 Гц приймально-передавальний пристрій має динамічний діапазон

$$D = -10 - (-130) = 120 \text{ (дБ)}.$$

Відповідно під час вимірювання фази з точністю $0,1^\circ$, що вимагає відношення сигнал/шум $P_{с.ш} = 40$ дБ і смуги фазометра 1 Гц, ДД дорівнює:

$$D_{0,1\text{град}} = 120 - 40 = 80 \text{ (дБ)}.$$

Таким чином, проведено аналіз внеску компонент шуму $K_{ш.зм.бг}$ у загальний коефіцієнт шуму приймача $K_{ш.пр}$, а саме:

- шумів змішувального діода з бар'єром Шотткі;
- впливу конструктивних елементів схеми змішувача;
- впливу узгодження діода;
- шумів ППЧ;
- фазових шумів гетеродина $t_{20} \times P_2$.

Результати проведених вимірювань показали, що основний внесок у шумові характеристики приймача вносять шуми активного ЛПД-помножувача.

2.4 Амплітудні та фазові вимірювачі векторного аналізатора міліметрового діапазону

Векторний приймач, що працює у складі векторного аналізатора двоміліметрового діапазону, має вимірювати амплітуду та фазу сигналу проміжної частоти в повному діапазоні фаз (360 градусів). Вимірювання амплітуди та фази проміжної частоти ведеться відносно опорного сигналу

проміжної частоти. Інтегральний ампліфазометр (АФМ), який було вирішено використовувати у векторному приймачі, має неоднозначність визначення фази в діапазоні від 0 до 180 градусів і від 180 до 360 градусів [70]. У даному розділі запропоновані рішення, які дозволяють усунути неоднозначність визначення фази в цифровому фазовому детекторі використаного векторного приймача на основі АФМ. Також вжито заходів з усунення помилок визначення фази, пов'язаних із нелінійністю фазового детектора.

Структурна схема АФМ векторного приймача представлена на рис. 2.9. До складу фазового детектора векторного приймача входять два АФМ, лінія затримки (ЛЗ), що виконана на відрізку коаксіального кабелю, мікроконтролер із вбудованим АЦП, енергозалежна пам'ять для зберігання налаштувань і інтерфейс зв'язку з персональним комп'ютером [71].



Рисунок 2.9 – Структура фазового детектора векторного приймача

Сигнали постійного рівня, які є пропорційними до амплітуди та фази прямого та запізнювального каналів, надходять на АЦП, вбудований у мікроконтролер, де оцифровуються. З отриманих даних мікроконтролер формує пакети та відправляє їх у комп'ютер по послідовному каналу. Відображення та збереження результатів вимірювань відбувається на персональному комп'ютері. Як вже говорилося, до складу векторного приймача входить також незалежна пам'ять, у ній зберігаються налаштування приймача. Після кожного ввімкнення мікроконтролер зчитує з пам'яті швидкість оцифровування, кількість відліків у серії, режими роботи послідовного каналу.

Під час створення фазового детектора векторного приймача за основу було взято мікросхему AD8302 фірми Analog Devices. Вона являє собою вимірювач амплітуди та фази сигналів до частоти 2,4 ГГц. До складу ампліфазометра AD8302 входять два логарифмічних підсилювача з окремими виходами обмежувача сигналу, аналоговий віднімач, що виконує функцію амплітудного детектора, цифровий перемножувач у ролі фазового детектора, вихідні каскади (рис. 2.10). Сигнал, що приходить на вхід мікросхеми, потрапляє на логарифмічний підсилювач із ДД 60 дБ, з виходу якого надходить на амплітудний детектор, де з амплітуди опорного сигналу віднімається амплітуда вимірюваного. Крутизна сигналу на виході детектора, що є пропорційною до відношення логарифмів амплітуд, становить 30 мВ/дБ.

На виході обмежувача формується прямокутний сигнал, що несе інформацію про фазу. Цей сигнал надходить на фазовий детектор (цифровий перемножувач) та після згладжування пульсацій використовується для визначення різниці фаз. Постійний рівень, що несе інформацію про різницю фаз, на виході АФМ має крутизну 10 мВ/градус.

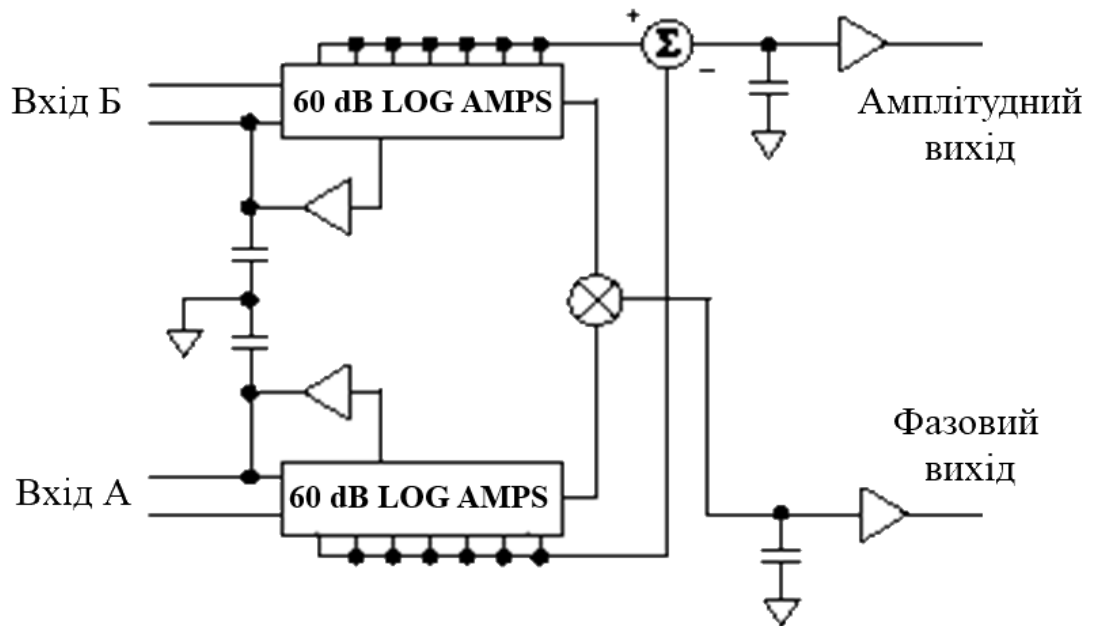


Рисунок 2.10 – Структура ампліфазометра AD8302

Приймальний каскад фазового детектора векторного приймача складається з двох мікросхем AD8302 і лінії затримки (рис. 2.9). Вибір такої схеми обумовлений виглядом кривої фазової чутливості цих мікросхем (рис. 2.11). Вздовж осі X відкладено різницю фаз в опорному та вимірювальному каналах, вздовж осі Y – амплітуду на виході фазового каналу ампліфазометра AD8302. З рисунка видно, що існує неоднозначність визначення фази у діапазонах від 0 до +180 і від 0 до -180 градусів. Для усунення цієї проблеми було розроблено схему та метод перетворення фази з 180-градусного вигляду до 360-градусного [72].

Змістити фазову характеристику на 90 градусів і проводити вимірювання у діапазоні 0...360 градусів дозволило введення у схему другого АФМ і ЛЗ (рис. 2.12).

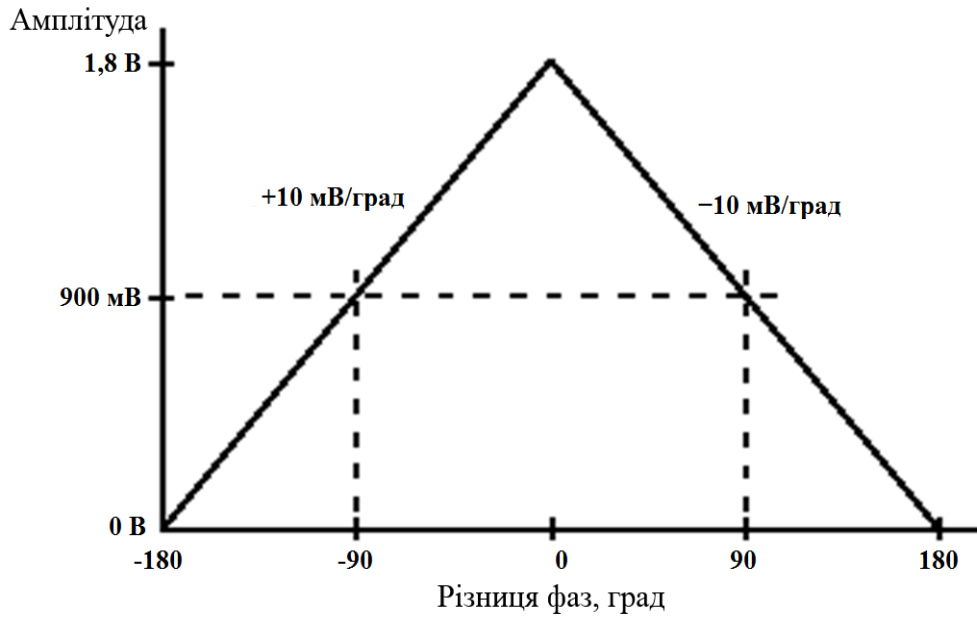


Рисунок 2.11 – Ідеалізована крива фазової чутливості ампліфазометра AD8302

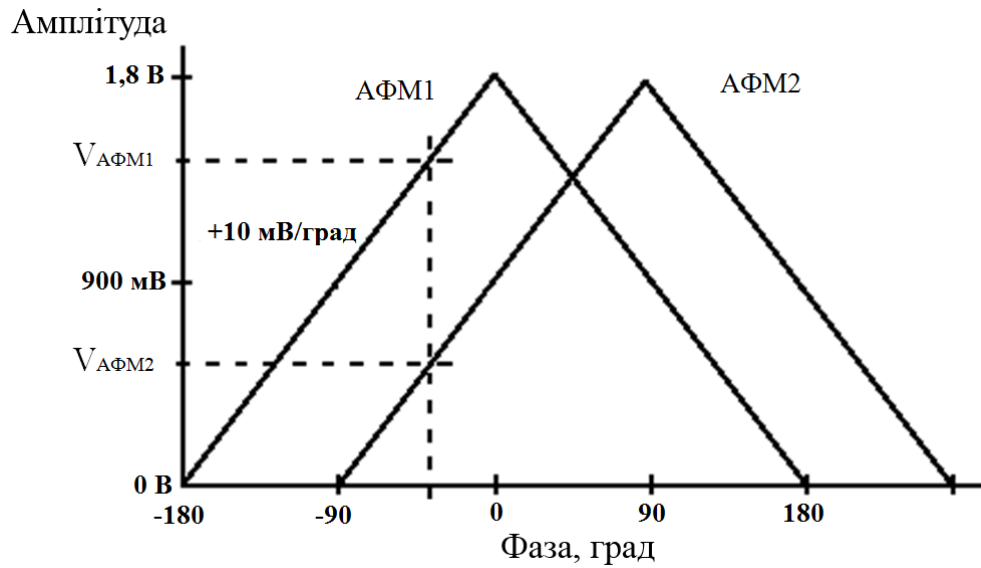


Рисунок 2.12 – Криві фазової чутливості системи двох ампліфазометрів AD8302

З рисунка 2.12 видно, що одному і тому ж значенню кута відповідають різні значення напруг на виходах АФМ 1 і АФМ 2. Вимірювання, проведені з використанням такої схеми по двох каналах, знімають неоднозначність по фазі, і діапазон вимірювання розширюється до 360 градусів. Відновлення реального профілю фазової характеристики відбувається у персональному комп'ютері, що керує роботою ВА (див. рис. 2.9). При цьому дані, прийняті з обох каналів, зберігаються у незмінному вигляді, що дозволяє змінювати алгоритм їх обробки залежно від конкретного завдання. Наприклад, за плавного перелаштування частоти в одному напрямку і з невеликим кроком фаза змінюється також плавно. При цьому в області $-180\dots 0$ градусів крутизна фазового детектора становить $+10$ мВ/град, а в області $0\dots +180$ градусів вона дорівнює -10 мВ/град. Це також дозволяє зняти виродження з фазової характеристики та визначати фазовий набіг у діапазоні 360 градусів.

Був розроблений алгоритм відновлення реального профілю фазової характеристики на основі даного принципу, однак нелінійність фазового детектора поблизу точок ± 180 градусів і 0 градусів на даних частотах може досягати $1,5-2$ градуси. Частково цей ефект усувається за допомогою калібрування фазового детектора, але й у разі лінійного перелаштування по частоті використання пари АФМ для відновлення фазової характеристики є найбільш прийнятним.

Розглянемо вид фазової похибки характеристики чутливості АФМ (рис. 2.13). На нижній осі на графіку відкладено різницю фаз двох вхідних сигналів у градусах. На лівій осі відкладено значення напруги на виході фазового каналу (цей графік є аналогічним графіку, представленою на рис. 2.11), а на правій осі – помилка визначення фази у градусах за відповідного рівня розузгодження.

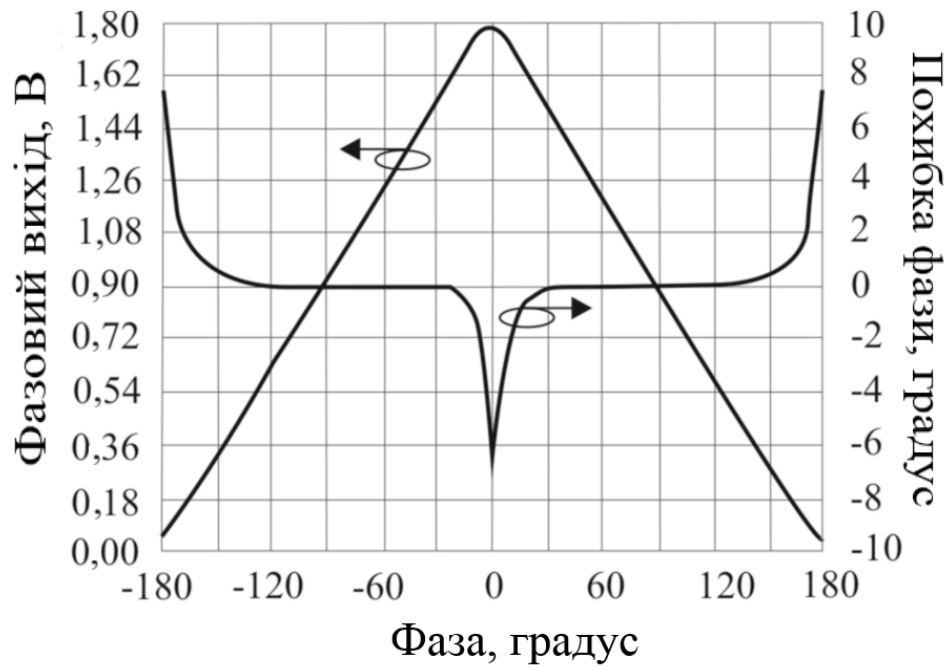


Рисунок 2.13 – Залежності фазової чутливості та фазової помилки ампліфазометра AD8302 від різниці фаз сигналів

З рисунку видно, що максимум похибки доводиться на діапазон ± 20 і 180 ± 20 градусів. У діапазонах $45 \dots 135$ і $220 \dots 315$ градусів похибка вимірювання складає менш ніж $0,1$ градуса. Якщо обрати значення постійної часу лінії затримки τ таким, щоб фаза на АФМ 2 запізнювалася на 90 градусів, то на максимум точності АФМ 1 припадає мінімум точності АФМ 2. За умови використання поперемінно одного з АФМ як опорного, а другого – як вимірювального, залежно від фазового розузгодження можливо досягти точності $0,1$ градус за фази та $0,1$ дБ за амплітудою. Прийняття рішення про те, який АФМ використовувати як основний, а який – як додатковий, відбувається у ПК.

Вочевидь, таке рішення можливе тільки для фіксованої частоти або для кратного набору частот. Система, у якій проводилися випробування векторного приймача, мала фіксовану проміжну частоту, що дорівнювала 250 МГц.

Запропоноване рішення дозволило забезпечити створення досить точних векторних приймачів із широкими можливостями на базі стандартних вимірювачів амплітуди та фази, широко використовуваних у сучасних комунікаційних технологіях. Використання нестандартної схеми ввімкнення ампліфазометра дозволило уникнути неоднозначності за фазою та розширити діапазон вимірювання фази до 360 градусів.

2.5 Дослідження спектральних характеристик, амплітудної та фазової чутливості векторного аналізатора двоміліметрового діапазону

2.5.1 Методика дослідження взаємної нестабільності частоти синхронізованих джерел сигналів векторного аналізатора

На рис. 2.14 зображено спрощену функціональну схему запропонованої когерентної приймально-передавальної системи ВА на основі двох помножувальних джерел. Сигнали ГКН 1 і ГКН 2 подаються на входи помножувальних джерел 1 і 2 через розв'язувальні атенюатори із загасанням 3 дБ. Вихідні сигнали джерел 1 і 2 через спрямовані відгалужувачі надходять на змішувач двоміліметрового діапазону. Сигнал різницевої частоти з виходу змішувача після підсилення подається на сигнальний вхід системи ФАПЧ.

На вхід опорного каналу (Ref) системи ФАПЧ подається високостабільний сигнал з кварцового джерела опорного сигналу частотоміра ЧЗ-54. З виходу системи ФАПЧ напруга, пропорційна до різниці фаз джерел 1 і 2, подається на варактор задавального генератора ГКН 1. Керуючи напругою на варакторі джерела 1, система ФАПЧ підтримує різницеву частоту на виході джерел 1 і 2, що дорівнює 250 МГц.

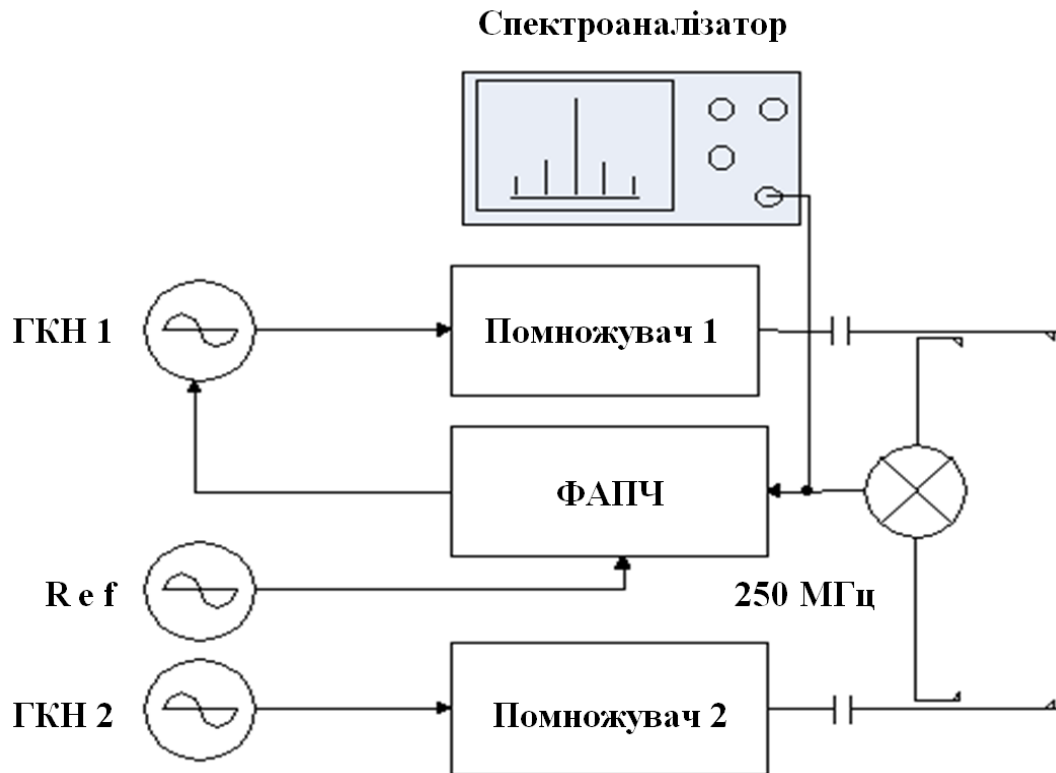


Рисунок 2.14 – Схема вимірювання взаємної нестабільності частоти синхронізованих помножувальних джерел сигналів 1 і 2

Вибір різницевої частоти визначався робочими діапазонами аналізаторів спектра, які використовувалися для дослідження спектральних характеристик помножувальних джерел. У розробленій схемі джерело 2 є керуючим відносно джерела 1. Частота джерела 2 керується за допомогою постійної напруги, що виробляється блоком управління та подається на варактор ГКН 2. Змінюючи напругу на варакторі ГКН 2, можна здійснювати перелаштування частоти обох помножувальних джерел у всій смузі перестроювання задавальних генераторів ГКН 1 і ГКН 2 за збереження взаємної різницевої частоти 250 МГц.

Дослідження режимів синхронізації та ступеня взаємної нестабільності частот джерел 1 і 2 проводилося шляхом аналізу спектра сигналу різницевої частоти (блок позначено як «спектроаналізатор» на рис. 2.14) за допомогою аналізатора спектра з високою роздільною здатністю СК4-56 на проміжній частоті 250 МГц. Як гетеродин аналізатора спектра використовувався

високостабільний генератор Г4-176. Частота цього гетеродина була обрана на рівні 250,02 МГц. Це дозволило проводити дослідження спектрів взаємної нестабільності джерел 1 і 2 у смузі огляду ± 20 кГц із роздільною здатністю від 3 до 10 Гц [72, 73].

На рис. 2.15 наведено спектр взаємної нестабільності синхронізованих джерел, виміряний на проміжній частоті.

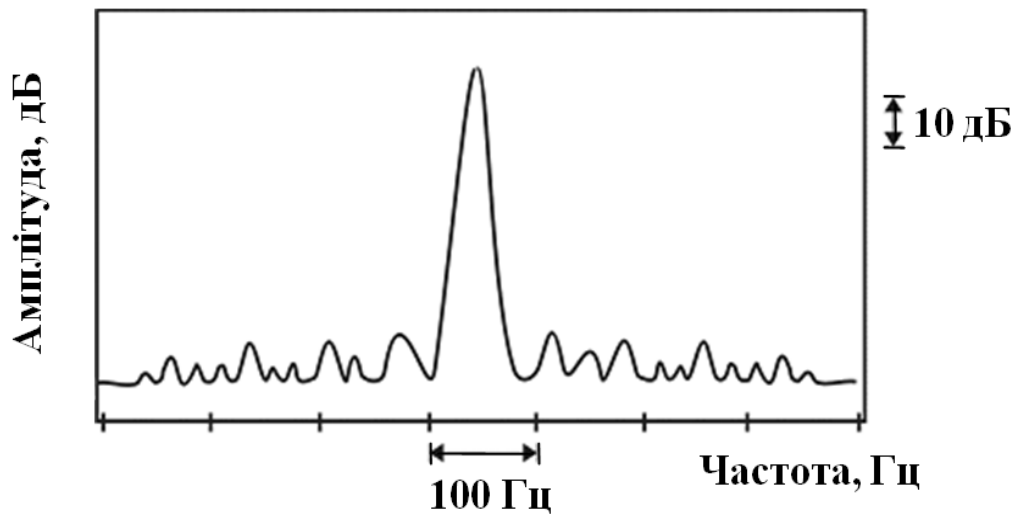


Рисунок 2.15 – Спектр помножувального джерела 1, виміряний на проміжній частоті

Ширина спектра на рівні -3 дБ від несної частоти дорівнює 30 Гц, що відповідає відносній нестабільності частоти $\sim 2 \times 10^{-10}$. Такі спектральні характеристики синхронізованих джерел зберігаються в усій смузі їхньої електронної перестроювання частоти.

Схему вимірювального стенду для дослідження амплітудної та фазової чутливості гетеродинного ВА наведено на рис. 2.16.

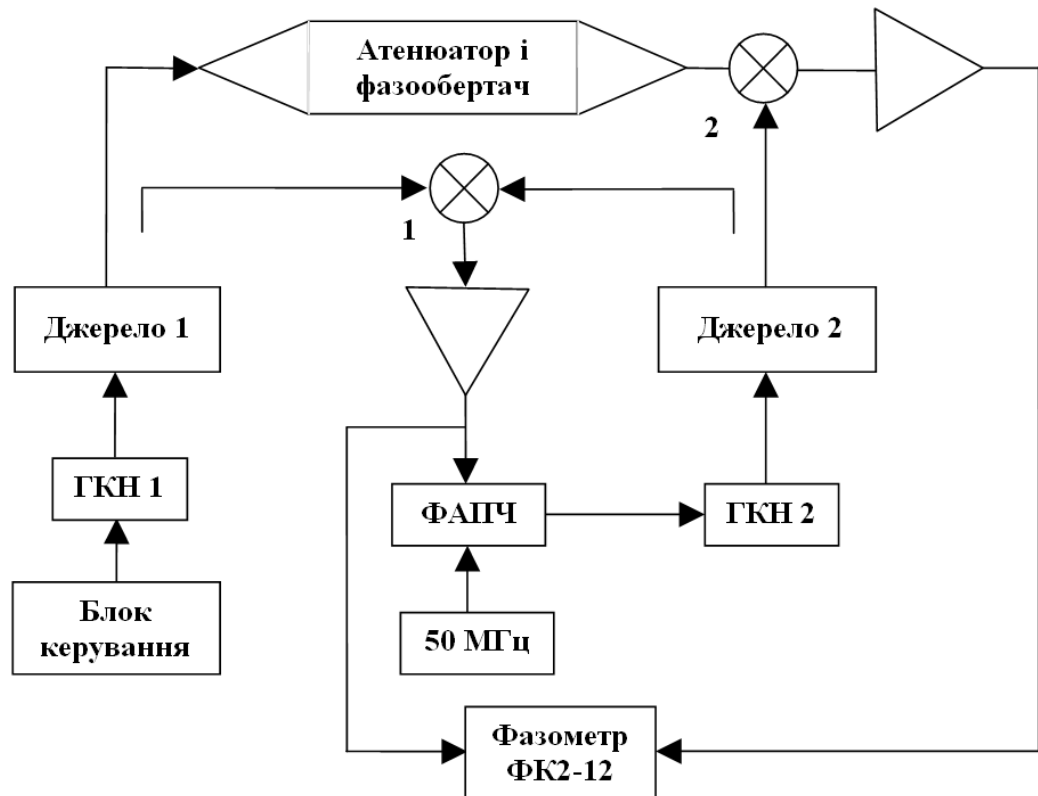


Рисунок 2.16 – Структурна схема вимірювального стенду для вимірювання характеристик гетеродинного ВА

Вона складалася з двох перелаштованих джерел двоміліметрового діапазону: сигнального – джерело 1 і гетеродинного – джерело 2; двох генераторів, керованих напругою – ГКН 1 і ГКН 2; змішувача 1 системи ФАПЧ; змішувача 2 когерентного приймача; двох підсилювачів проміжної частоти зі вбудованими джерелами напруги зсуву; блоку управління перелаштуванням частоти та вимірювача амплітуди та різниці фаз ФК2-12. При цьому у НВЧ-тракт між виходом сигнального джерела 1 і приймальним змішувачем 2 були включені атенуатор і фазообертач.

На рис. 2.17 показано зовнішній вигляд макета твердотільної когерентної приймально-передавальної системи ВА.

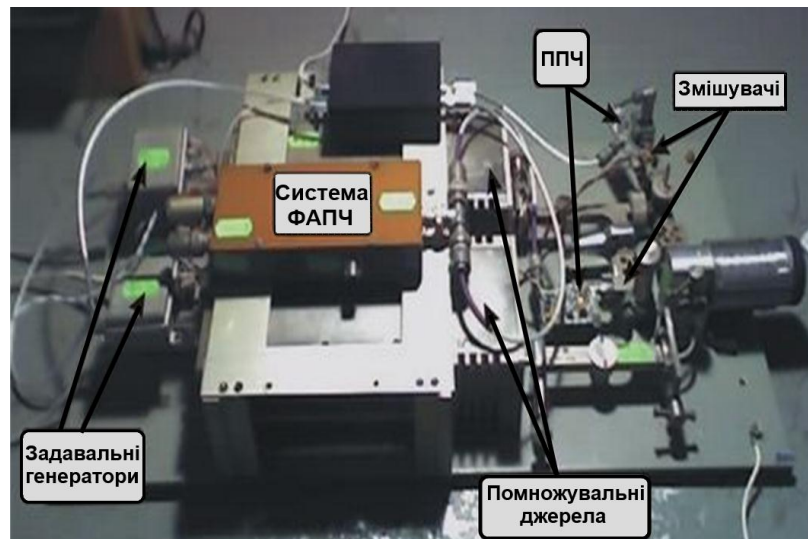


Рисунок 2.17 – Зовнішній вигляд макета твердотільної когерентної приймально-передавальної системи ВА

Вимірювання амплітуди та фази вихідного сигналу проводилося вимірювачем ФК2-12. Критерієм оцінки динамічного діапазону ВА був рівень мінімального сигналу, за якого похибка вимірювання фази становила не більше 1 градуса. Фазометр ФК2-12 встановлювався у режим максимальної роздільної здатності, за якого зсув фази між опорним і вимірюваним сигналами вимірювався з точністю $0,2^\circ$.

Вимірний таким чином динамічний діапазон ВА склав 80 дБ. Чутливість приймального пристрою, приведена до смуги 1 Гц і виміряна за співвідношення рівнів сигнал/шум = 2, склала - 130 дБ/мВт.

Нижче наведено основні характеристики системи:

- робочий діапазон частот: 137,5–141,5 ГГц;
- вихідна потужність: < 20 мВт;
- частотна роздільна здатність: ~ 100 Гц;
- чутливість за співвідношення сигнал/шум 10 дБ: -120 дБ/мВт;
- похибка вимірювання фази за співвідношення сигнал/шум 30 дБ: $0,5^\circ$.

2.5.2 Експериментальні дослідження амплітудних і фазових характеристик високодобротних відкритих резонаторів векторним аналізатором двоміліметрового діапазону

Після дослідження спектральних характеристик, амплітудної та фазової чутливості векторного аналізатора було проведено тестові випробування макета ВА з вимірювання амплітудних і фазових характеристик високодобротних відкритих резонаторів [68]. Резонатор підключався до виходу джерела 1 (див. рис 2.16), а сигнал, що пройшов через резонатор, подавався через феритовий вентиль на змішувач 2 векторного приймача.

Вихідні цифрові сигнали векторного приймача, які містять інформацію про амплітуду та фазу, передавалися через інтерфейс зв'язку на комп'ютер. Ці дані зберігаються та використовуються як вхідна інформація для алгоритму обробки сигналів. Після обробки сигнали відображаються на екрані комп'ютера у декартових або полярних координатах. На осі Y наводяться амплітуда або фаза виміряних сигналів, а на осі X можуть бути наведені залежності від частоти, від часу або інших сигналів розгортки, керованих комп'ютером.

Вимірювальна частина векторного аналізатора може бути адаптована для дослідження об'єктів як за параметрами відбитого, так і переданого сигналу за відповідного підключення спрямованого відгалужувача.

На рис. 2.18 представлені амплітудні та фазові характеристики відкритого резонатора двоміліметрового діапазону. Як видно з рис. 2.18, за зміни частоти сигналу, що передається, спостерігається S-подібна зміна фази, а мінімум сигналу спостерігається на резонансній частоті резонатора.

Досліджуваний макет ВА працював у діапазоні частот 137,5–141,5 ГГц, який визначався можливостями мікрохвильових джерел сигналів. За умови використання іншої елементної бази ВА, зібрані за такою схемою, можуть працювати в інших необхідних областях частот міліметрового діапазону.

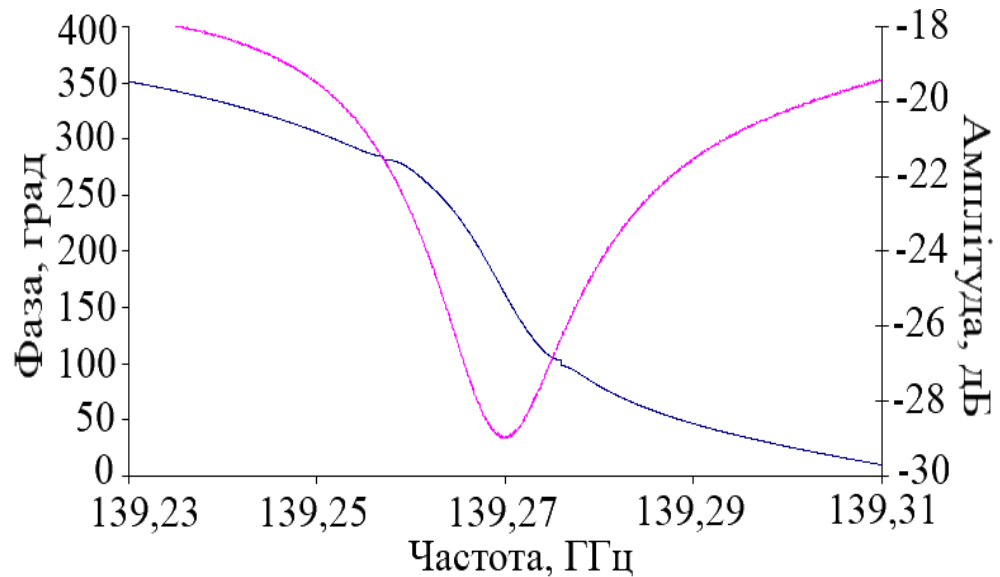


Рисунок 2.18 – Амплітудна та фазова характеристики відкритого резонатора двоміліметрового діапазону

2.6 Апробація методу фазової синхронізації частоти у джерелах сигналів ЕПР-спектрометра та еталоні одиниці ЕРС і напруги

Сучасні фундаментальні та прикладні дослідження у радіоспектроскопії вимагають створення автоматизованих вимірювальних систем із високою роздільною здатністю міліметрового діапазону, що дозволяють проводити прецизійні вимірювання. Найбільш ефективно такі вимірювальні системи можуть бути реалізовані на основі джерел сигналів синтезаторного типу. У даному підрозділі наведено результати розробки та дослідження джерел сигналів на основі лавинно-пролітних діодних помножувачів із фазовою синхронізацією частоти та цифрового синтезатора частоти та його застосування в ЕПР спектрометрі чотирьохміліметрового діапазону та для опромінення матриці контактів Джозефсона у «Державному стандарті одиниці ЕРС і напруги».

2.6.1 Дослідження впливу стабільності частоти джерела сигналу ЕПР-спектрометра на точність вимірювання спектрів у квазіоптичному ЕПР-спектрометрі міліметрового діапазону

Одним із найбільш інформативних методів, які активно застосовуються у дослідженнях твердого тіла, є метод електронного парамагнітного/спінового резонансу (ЕПР/ЕСР). Цей метод [74, 75] дозволяє досить точно вимірювати енергію переходів між спіновими підрівнями магнетика ΔE_{mn} , розміщеного у постійному магнітному полі та опроміненого НВЧ хвилею. Процес описується формулою (2.7)

$$\Delta E_{mn} = h\omega_{mn} = g\beta H_{mn}, \quad (2.7)$$

де ΔE_{mn} – різниця енергій двох спінових підрівнів m і n , між якими відбувається ЕПР перехід;

ω_{mn} – відповідна резонансна частота НВЧ хвилі;

H_{mn} – значення статичного магнітного поля, за якого спостерігається магнітний резонанс;

g – фактор розщеплення;

β – магнетон Бора;

h – постійна Планка.

Однак у міру переходу до високочастотної частини міліметрового діапазону проявляється ряд факторів, які погіршують роздільну здатність методу. Одним із таких факторів є нестабільність частоти джерела НВЧ випромінювання.

Під час ЕПР вимірювань за зміни магнітного поля на параметри резонатора впливає досліджуваний зразок. Тому стабільність частоти генератора НВЧ має велике значення.

Як видно з (2.8), нестабільність частоти $\delta\omega$ викликає неоднорідне розширення реєстрованої лінії ЕПР порядку $\delta H \approx (\hbar / g\beta)\delta\omega$, що досягає помітних величин. Крім того, під час використання у спектрометрі ЕПР високодобротних ($Q \approx 10^3 - 10^4$) квазіоптичних резонаторів [76, 77] нестабільність частоти призводить до паразитної амплітудної модуляції інформаційного сигналу. Тому актуальним є завдання створення джерела НВЧ сигналу спектрометра, що забезпечує максимально можливі точність установки та довготривалу стабільність частоти.

Як було показано у розділі 1.1, спектрометр із високою точністю вимірювання частот ліній поглинання може бути побудований тільки на основі синтезаторів прямого цифрового синтезу частоти. Оскільки на даний час значення максимальної робочої частоти СПЦС не перевищує 500 МГц, для роботи у діапазонах міліметрових і хвиль необхідно застосовувати множення частоти.

З огляду на те, що в ЕПР спектрометрі використовується високодобротний квазіоптичний резонатор, синтезатор повинен мати малий крок перестроювання частоти. Для роботи у чотирьохміліметровому діапазоні був розроблений синтезатор з автоматизованим управлінням і контролем частоти.

У зв'язку з тим, що синтезатори частоти міліметрового діапазону серійно не виробляються, одним із завдань досліджень була розробка спектрометра чотирьохміліметрового діапазону на основі СПЦС з автоматизованим управлінням і контролем частоти.

У міліметровому діапазоні як джерела сигналів найбільш широко використовуються генератори на діодах Ганна або лавинно-пролітних діодах, частота яких перебудовується за допомогою «ЗІГ»-сфер або варакторних діодів. Через відсутність діодів Ганна з необхідними для ЕПР спектрометра рівнями потужності та недостатньо хороші шумові характеристики ЛПД як джерело сигналу було обрано генератор, побудований за раніше

розглянутою схемою на основі задавальних генераторів із ДР і активних ЛПД-помножувачів високої кратності.

Схема синтезатора частоти для діапазону 70–73 ГГц, наведена на рис. 2.19, складається з двох основних вузлів: синтезатора частоти, що працює у діапазоні 7,0–7,3 ГГц, і блоку множення частоти, виконаного на основі ЛПД-помножувача, налаштованого на десяту гармоніку сигналу синтезатора.

Синтезатор частоти 7,0–7,3 ГГц складається із задавального генератора, що працює у смузі частот 7,0–7,3 ГГц, та системи управління частотою задавального генератора. Як задавальний генератор використовувався високостабільний електрично перестроюваний транзисторний генератор, стабілізований діелектричним резонатором. Рівень фазових шумів такого генератора за відбудови від несної частоти 10 кГц становить -120 дБ/Гц. Для управління та стабілізації частоти задавального генератора було розроблено систему стабілізації частоти, основними елементами якої є дві системи ФАПЧ і цифровий синтезатор частоти 5 МГц.

Частота задавального генератора стабілізується першою петлею ФАПЧ-1. Опорним і керуючим сигналом для даної системи слугує сигнал цифрового синтезатора частоти 5 МГц, що надходить на вхід системи ФАПЧ-1 через фільтр нижніх частот і буферний підсилювач. Перебудова частоти на виході цифрового синтезатора призводить до зміни частоти задавального генератора у смузі 7,0–7,3 ГГц. Управління вихідною частотою цифрового синтезатора та режимами роботи систем ФАПЧ здійснює мікроконтролер. До його функцій належить також підтримання зв'язку з пультом дистанційного керування та комп'ютером. Опорним сигналом для СПЦС слугує тактовий сигнал із частотою 200 МГц, що виробляється генератором, стабілізованим системою ФАПЧ-2. Опорним сигналом для цієї системи стабілізації частоти є сигнал 5 МГц, що надходить від стандарту частоти.

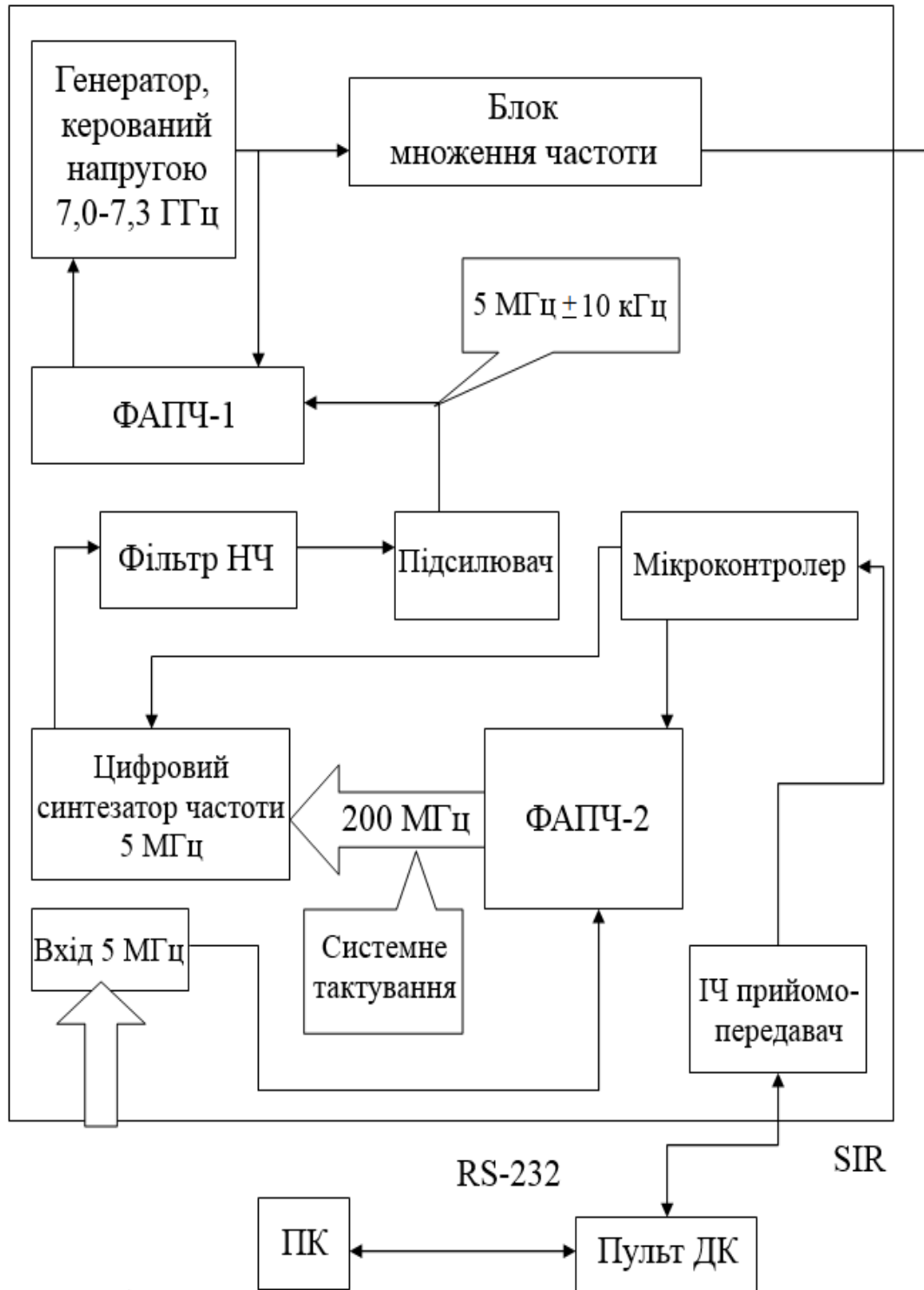


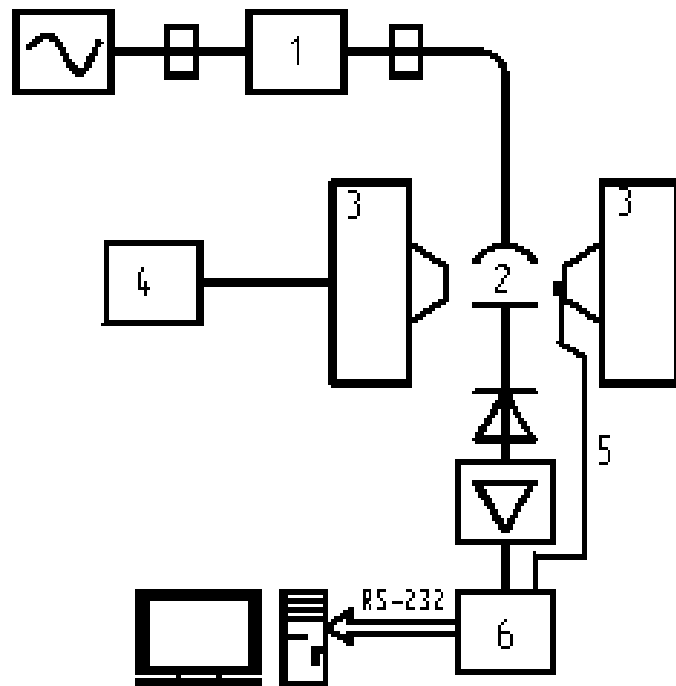
Рисунок 2.19 – Структурна схема синтезатора частоти

Команда на встановлення частоти надходить від комп'ютера або з пульта дистанційного керування через інфрачервоний канал зв'язку на ІЧ приймач, а потім на мікроконтролер, де декодується. Мікроконтролер видає нове значення частоти на цифровий синтезатор частоти. Частота на виході прямого цифрового синтезатора управляє частотою генератора 7,0–7,3 ГГц з коефіцієнтом 1400, тобто, наприклад, частоті 5 МГц на виході цифрового синтезатора відповідає 7,0 ГГц на виході задавального генератора. Цей сигнал надходить на блок множення частоти, де відбувається його множення на 10. У результаті на виході системи синтезу частоти отримують перестроюваний сигнал із частотою у смузі 70–73 ГГц. Схема блоку множення частоти є аналогічною до схеми, наведеної у підрозділі 2.1, рис. 2.2.

У діапазоні частот 70–73 ГГц тривала відносна нестабільність частоти синтезатора 70–73 ГГц дорівнює 2×10^{-10} за мінімального кроку перестроювання 10 Гц і вихідної потужності 28 мВт. Відносна нестабільність частоти синтезатора 70–73 ГГц визначалася джерелом опорної частоти. Конструктивно синтезатор виконано в окремому корпусі, він містить вбудовані стабілізатори напруги живлення підсилювача потужності та стабілізатор струму живлення помножувального діода.

Пульт дистанційного керування призначений для керування частотою синтезатора. Він містить клавіатуру управління, рідиннокристалічний індикатор встановлюваної частоти, ІЧ порт зв'язку зі стабілізованим джерелом 70 ГГц і СОМ-порт зв'язку з комп'ютером.

Радіоспектрометр [78, 79] дозволяє досліджувати ЕПР у частотному діапазоні 38–70 ГГц у полях до 20 кЕ. Блок-схему та фотографію радіоспектрометра наведено на рис. 2.20 і 2.21.



1 – атенюатор; 2 – відкритий перестроюваний дводзеркальний резонатор;
 3 – котушки електромагніта; 4 – блок живлення та управління електромагніту; 5 – датчик магнітного поля; 6 – двоканальний блок АЦП

Рисунок 2.20 – Блок-схема квазіоптичного магнітного
 ЕПР-радіоспектрометра

Електромагнітна хвиля з НВЧ-генератора через розв'язувальний атенюатор 1 потрапляє до резонансної комірки 2 із досліджуваним зразком. Резонансна комірка розташована між концентраторами магнітного поля електромагніту 3. Після детектування та підсилення сигнал подається на вхід блоку двоканального АЦП 6. На вхід другого каналу АЦП подається сигнал з датчика магнітного поля 5, розташованого між концентраторами магнітного поля електромагніту 3. Далі дані у цифровій формі приймає ПК.

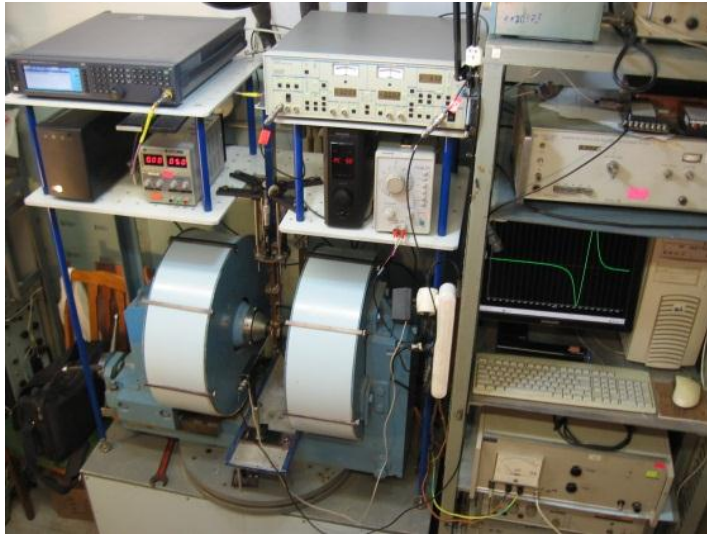


Рисунок 2.21 – Фотографія ЕПР спектрометра «КВАРК»

Тестові випробування синтезатора проведені у складі ЕПР спектрометра «КВАРК», розробленого у відділі радіоспектроскопії ІРЕ ім. О. Я. Усикова НАН України. Спектри магніторезонансного переходу у контрольному зразку з тонкої плівки Fe^{3+} , розміщеному у високочастотному квазіоптичному резонаторі (експериментальній комірці), наведено на рис. 2.22.

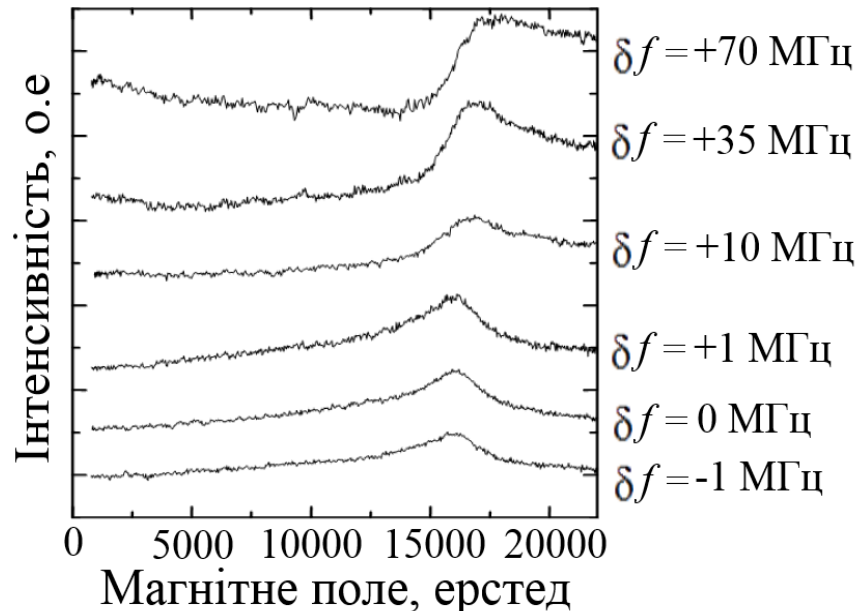


Рисунок 2.22 – ЕПР відгук від зразка Fe^{3+} на центральній частоті 70 ГГц за різних величин відбудови частоти (δf) генератора від частоти резонатора

Лінії ЕПР відгуку як функції коефіцієнта передачі резонатора зі зразком записані за допомогою програмно-апаратного комплексу [80, 81] за різних значень відбудови (δf) частоти генератора від частоти резонатора. Аналіз спектрів ЕПР і управління процесом реєстрації спектра поглинання проводилися за допомогою програми «SPECTRUM-GL» прийому, обробки та аналізу даних [82].

На рис. 2.23 показано усереднення зареєстрованого відгуку ЕПР у режимі накопичення спектрів. Видно явні спотворення форми лінії, що змінюються в міру зміни (δf).

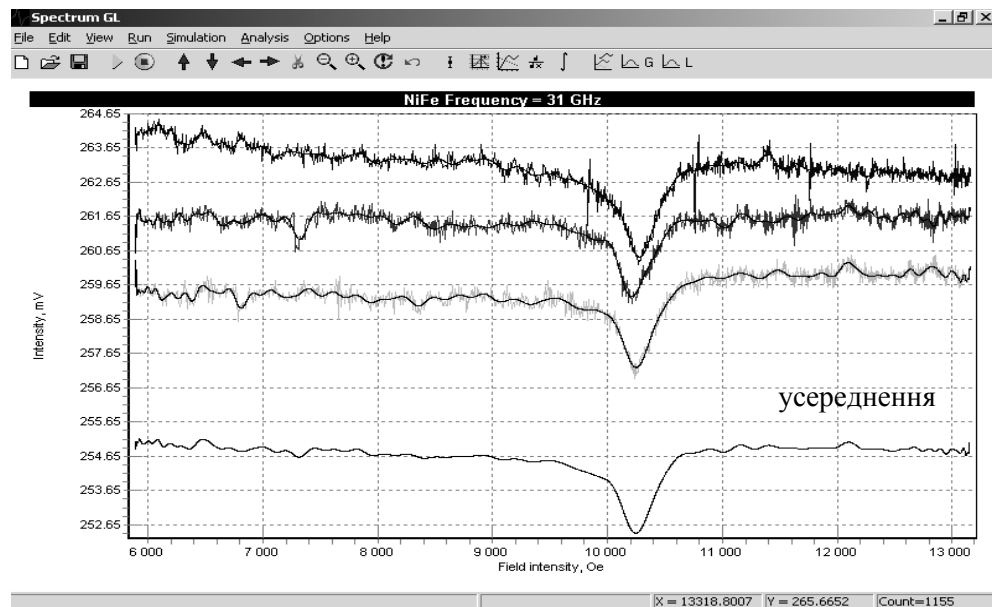


Рисунок 2.23 – Інтерфейс програми SPECTRUM-GL

Два основні результати потрібно виділити у ході аналізу отриманих даних (рис. 2.22):

– величина відношення сигнал/шум у зареєстрованих ЕПР відгуках у міру відбудови частоти генератора від центральної частоти відкритого резонатора (ВР) погіршується не суттєво. Це є прямим експериментальним підтвердженням високої амплітудної та частотної стабільності розробленого НВЧ джерела сигналів ЕПР-спектрометра;

– спотворення лінії за відбудови робочої частоти генератора від власної частоти резонатора демонструє прояв наступного відомого факту. Як добре відомо, ефект електронного спінового резонансу проявляється у резонансній зміні магнітної сприйнятливості зразка, яка є комплексною величиною $\chi(H) = \chi'(H) + i\chi''(H)$.

Уявна частина її $\chi''(H)$ є симетричною функцією лоренцевого типу в околі резонансного значення магнітного поля. Дійсна ж частина $\chi'(H)$ є антисиметричною функцією, приймає нульове значення у точці резонансу, а максимум амплітуди її досягає половини величини уявної частини. Уявна частина сприйнятливості відповідає за дисипацію НВЧ енергії у речовині, дійсна – за зміну власної частоти резонатора.

Таким чином, у міру наближення до резонансного значення магнітного поля обидві складові $\chi(H)$ змінюють коефіцієнт передачі резонатора. Однак у разі збігу частоти генератора та резонатора ($\delta f = 0$ на рис. 2.22) основний внесок у відгук резонатора дає тільки $\chi''(H)$, оскільки добротність резонатора можна порівняти з шириною лінії ЕПР. У результаті зареєстрований відгук ЕПР є симетричним і практично повторює форму $\chi''(H)$. У міру зростання δf вплив $\chi'(H)$ стає все більш і більш помітним. Крім того, за умови збільшення добротності резонаторної комірки цей вплив зростає. Це проявляється у появі «провалу» зліва від лінії ЕПР (для випадку, коли $\delta f > 0$) або праворуч (для випадку коли $\delta f < 0$), що і продемонстровано у процесі реєстрації ЕПР відгуків на рис. 2.22. Відзначимо, що реалізована можливість реєстрації описаного вище ефекту є другим підтвердженням прецизійності розробленого синтезатора. Ця якість проявилася у високій стабільності та у дуже малому кроці сканування частоти.

Таким чином, на основі розробленого синтезатора реалізовано методику прецизійного електронного контролю частоти у процесі реєстрації ЕПР сигналу у міліметровому діапазоні довжин хвиль. Досягнуто відносної нестабільності частоти генератора 2×10^{-10} і мінімального кроку перестроювання 10 Гц.

Зареєстровано та проаналізовано зміни ЕПР відгуку від контрольного зразка, розміщеного у резонаторі, у залежності від величини розбіжності власної частоти резонатора та частоти генератора.

2.6.2 Вимірювання стабільності частоти цифрового синтезатора частоти на основі ЛПД-помножувачів в експериментах з опромінення матриці контактів Джозефсона у Державному стандарті одиниці ЕРС і напруги

На початку ХХ століття М. Планк показав, що основні метрологічні одиниці, обумовлені загальними законами фізики, можуть визначатися фундаментальними фізичними константами: швидкістю світла c , постійною Планка h і гравітаційною постійною g . Відкриття Б. Д. Джозефсоном нових квантових ефектів, заснованих на співвідношенні між напругою U , постійною Планка h , елементарним зарядом e і частотою f дозволило метрологам запропонувати новий тип еталонів ЕРС і напруги з більш високим ступенем відтворюваності одиниці напруги. Їх принцип дії полягає в тому, що під час опромінення матриці контактів Джозефсона мікрохвильовими сигналами надвисокої частоти на вольт-амперній характеристиці матриці формуються сходинок постійної напруги U_n [83]:

$$U_n = \frac{nfh}{2e} \quad (n = 0, 1, 2, 3, \dots). \quad (2.8)$$

Таким чином, наприклад, сигнал з частотою близько 70 ГГц створює елементарну сходинку з висотою близько 150 мкВ.

Із використанням матриці з великим числом послідовно ввімкнених контактів Джозефсона стає можливим відтворення напруг до рівня 10 В.

На рис. 2.24 представлено вольт-амперну характеристику 10-вольтової SINIS матриці з 69120-ма Nb-Al₂O₃-Al-Al₂-Al₂O₃-Nb Джозефсонівськими контактами під час опромінення та без опромінення НВЧ сигналом із частотою 70 ГГц [84]. Розмір плати 28 × 10,5 мм².

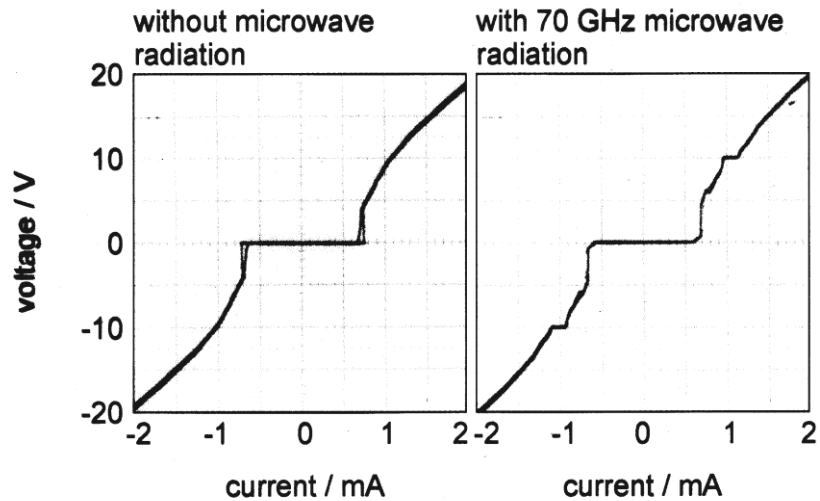


Рисунок 2.24 – Вольт-амперна характеристика матриці під час опромінення та без опромінення НВЧ сигналом, $F = 70$ ГГц

З огляду на те, що стабільність частоти мікрохвильових джерел може досягати дуже високих значень, сходинка напруги може бути також сформована з високою точністю.

Висока відтворюваність Джозефсоновських еталонів напруги дозволяє повірять вторинні еталони, наприклад, такі як еталони на елементах Вестона або твердотільні еталони (на діодах Зеннера) із відносною похибкою близько 1×10^{-9} .

Одним із основних вузлів еталона напруги Джозефсона є НВЧ джерело. З рівняння (2.9) випливає, що стабільність частоти НВЧ джерела є основним чинником, що визначає метрологічну похибку подібних еталонів. Для забезпечення відносної похибки напруги еталона близько 1×10^{-9} відносна нестабільність частоти НВЧ джерела має бути не гіршою за 1×10^{-10} . Поряд із цим, НВЧ джерело має забезпечувати перебудову частоти, що відповідає

принаймні напрузі однієї сходинки, та вихідну потужність, достатню для компенсації втрат у хвилеводному тракті та мікросмужкових елементах матриці.

У зв'язку із цим джерело для опромінення матриці контактів Джозефсона в еталоні одиниці ЕРС і напруги має забезпечувати такі характеристики:

- діапазон частот: 70–71 ГГц;
- вихідна потужність: < 30 мВ;
- нестабільність вихідної потужності: $< 1\%$;
- тривала відносна нестабільність частоти: $< 1 \times 10^{-10}$;
- крок перестроювання частоти: < 200 Гц.

Для забезпечення прецизійного підстроювання вихідної напруги матриці, перебудова частоти джерела міліметрового діапазону має здійснюватися вбудованим низькочастотним синтезатором частоти, керованим персональним комп'ютером або автономним блоком дистанційного керування та синхронізуватися від опорної частоти 5 МГц еталона часу та частоти. Такі вимоги можуть бути реалізовані виключно за допомогою джерел на основі синтезаторів частоти.

У відповідності з перерахованими вимогами було розроблено цифровий синтезатор частоти міліметрового діапазону для використання у Державному стандарті одиниці ЕРС і напруги [85].

Функціональна схема синтезатора для еталона одиниці ЕРС і напруги є аналогічною до схеми синтезатора ЕПР спектрометра, наведеної на рис. 2.19. Відмінною ознакою синтезатора для еталона одиниці ЕРС є можливість його роботи у трьох режимах:

- безперервної генерації;
- повільної модуляції частоти;
- швидкої модуляції частоти.

Наявність режимів роботи із модуляцією частоти дозволить розробляти на їх основі не тільки еталони постійної напруги, а й еталони одиниці ЕРС і напруги змінного струму.

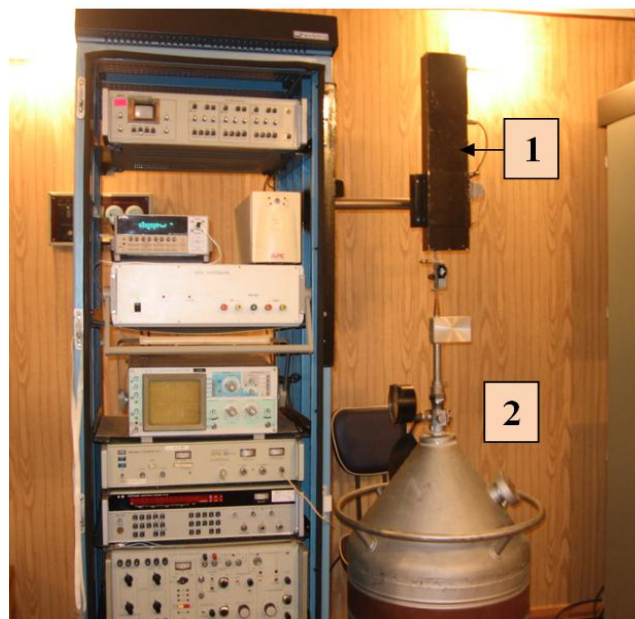
Характеристики синтезатора частоти наведено у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Характеристики синтезатора частоти

Діапазон перестроювання частоти	70–71 ГГц
Вихідна потужність	< 30 мВт
Тривала відносна нестабільність частоти	1×10^{-10}
Мінімальний крок перестроювання частоти	100 Гц

Вибір частоти та режиму роботи здійснюється з пульта дистанційного керування.

На рис. 2.25 наведено фото цифрового синтезатора частоти міліметрового діапазону у складі Державного еталона одиниці ЕРС і напруги, встановленого у ННЦ «Інститут метрології», м. Харків.



1 – синтезатор частоти; 2 – посудина Дьюара з матрицею контактів

Джозефсона

Рисунок 2.25 – Державний еталон одиниці ЕРС і напруги

2.7 Висновки до розділу 2

1. Розробка та дослідження макета гетеродинного векторного аналізатора двоміліметрового діапазону показали перспективність використання як НВЧ джерел ланцюжків, які містять твердотільні задавальні генератори з діелектричними резонаторами й активні ЛПД-помножувачі для створення ВА у короткохвильовій частині міліметрового діапазону.

2. Розроблена методика фазової синхронізації частоти двох помножувальних джерел векторного аналізатора за методом порівняння їх вихідних частот дозволила за максимальної простоти схемного рішення знизити рівень фазових шумів і взаємну нестабільність частот джерел.

3. Проведені дослідження характеристик векторного аналізатора показали, що під час використання досліджуваних НВЧ джерел можна досягти наступних параметрів: чутливості (за співвідношенні сигнал/шум 10 дБ): -120 дБ/мВт; похибки вимірювання фази (за співвідношення сигнал/шум 30 дБ): $0,5^\circ$; частотної роздільної здатності: ~ 100 Гц, динамічного діапазону $D = 80$ дБ.

4. Ефективність обраного схемного рішення та працездатність векторного аналізатора продемонстровано на прикладі дослідження амплітудних і фазових характеристик високодобротних відкритих резонаторів двоміліметрового діапазону.

5. Розроблений цифровий синтезатор частоти чотирьохміліметрового діапазону показав перспективність використання досліджуваних НВЧ джерел із фазовою синхронізацією частоти у спектрометрах ЕПР, де було досягнуто відносної нестабільності частоти синтезатора до 2×10^{-10} і мінімального кроку перестроювання частоти 10 Гц.

6. Використання розробленого цифрового синтезатора частоти міліметрового діапазону у Державному стандарті одиниці ЕРС і напруги дозволило знизити відносну похибку еталона до 1×10^{-9} , у результаті чого точність вимірювання еталону було підвищено на три порядки.

З МЕТОД ОДНОЗНАЧНОГО ВИМІРЮВАННЯ ФАЗИ У ДВОЧАСТОТНОМУ ІНТЕРФЕРОМЕТРІ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

Одним із важливих завдань діагностики плазми є розробка нових радіофізичних методів вимірювань і пристроїв для мікрохвильової інтерферометрії. Як було показано у підрозділі 1.4, НВЧ-інтерферометрія – це метод вимірювання середньої концентрації електронів у плазмі – щільності плазми, заснований на вимірюванні фазового набігу НВЧ-променя з лінійно-поляризованим електричним полем під час його проходження крізь плазмовий шнур.

У сучасних термоядерних установках поряд із вимірюванням щільності плазми гостро стоїть завдання використання сигналів інтерферометрів для управління даним параметром у режимі реального часу і, таким чином, утримання плазми шляхом додаткового її нагрівання із застосуванням потужних джерел енергії.

Так, у токамаці «COMPASS-D» додаткове нагрівання плазми здійснюється за допомогою пучка нейтральних атомів, ізотопів водню, таких як дейтерій, які передають свою енергію плазмі. Процеси ввімкнення та вимикання джерел цих пучків мають керуватися за допомогою сигналів інтерферометра. Помилки або затримки у процесі вимірювання щільності плазми можуть призвести до пошкодження камери токамака. Ці обставини визначають високі вимоги до надійності та швидкості проведення фазових вимірювань.

Однак більшість існуючих мікрохвильових інтерферометрів у силу різних причин не відповідають цим вимогам у зв'язку з тим, що отримання даних про інтегральну щільність плазми стає можливим тільки після обробки результатів вимірювань швидких змін фази на частотах зондування.

Під час використання сигналів інтерферометра для управління процесами горіння та утримання плазми у реальному масштабі часу й

уникнення неоднозначності вимірювань необхідно, щоб виміряні значення фази не перевищували 2π за час життя плазми.

Більшість інтерферометрів забезпечує вимірювання швидких змін фази всередині $2\pi N$ (де $N \gg 1$), але вони не дають однозначного вимірювання фази, що потрібно у разі, коли у плазмі є великі стрибки значень щільності протягом часу її життя.

3.1 Інтерферометр з «однозначним» каналом вимірювання фази

Одним зі шляхів вирішення завдання вимірювання інтегральної щільності плазми у реальному масштабі часу є створення двочастотних інтерферометрів із різницеvim – «однозначним» – каналом вимірювання фази. Однак реалізація такого методу у системах діагностики високотемпературної плазми вимагає розробки та дослідження нових типів інтерферометрів, здатних проводити однозначні вимірювання фази у реальному масштабі часу у терагерцовому діапазоні.

Такі дослідження було проведено у співпраці із вченими з Інституту фізики плазми Чеської академії наук для токамака «COMPASS-D» [86].

У даному розділі наведено результати дослідження та реалізації методу однозначного вимірювання фази у двочастотному гетеродинному інтерферометрі міліметрового діапазону із плаваючою проміжною частотою на основі ЛПД-генераторів. Наведено результати розробки та дослідження двох типів триканальних фазометрів: фазометра, заснованого на парах ампліфазометрів AD8302, і фазометра, виконаного на програмованих логічних матрицях (ПЛМ). Проведено розробку методів лінеаризації фазової характеристики й алгоритму калібрування фазометрів на основі вагових функцій.

На рис. 3.1 представлено структурну схему двочастотного міліметрового гетеродинного інтерферометра на ЛПД-генераторах із «однозначним» каналом вимірювання фази.

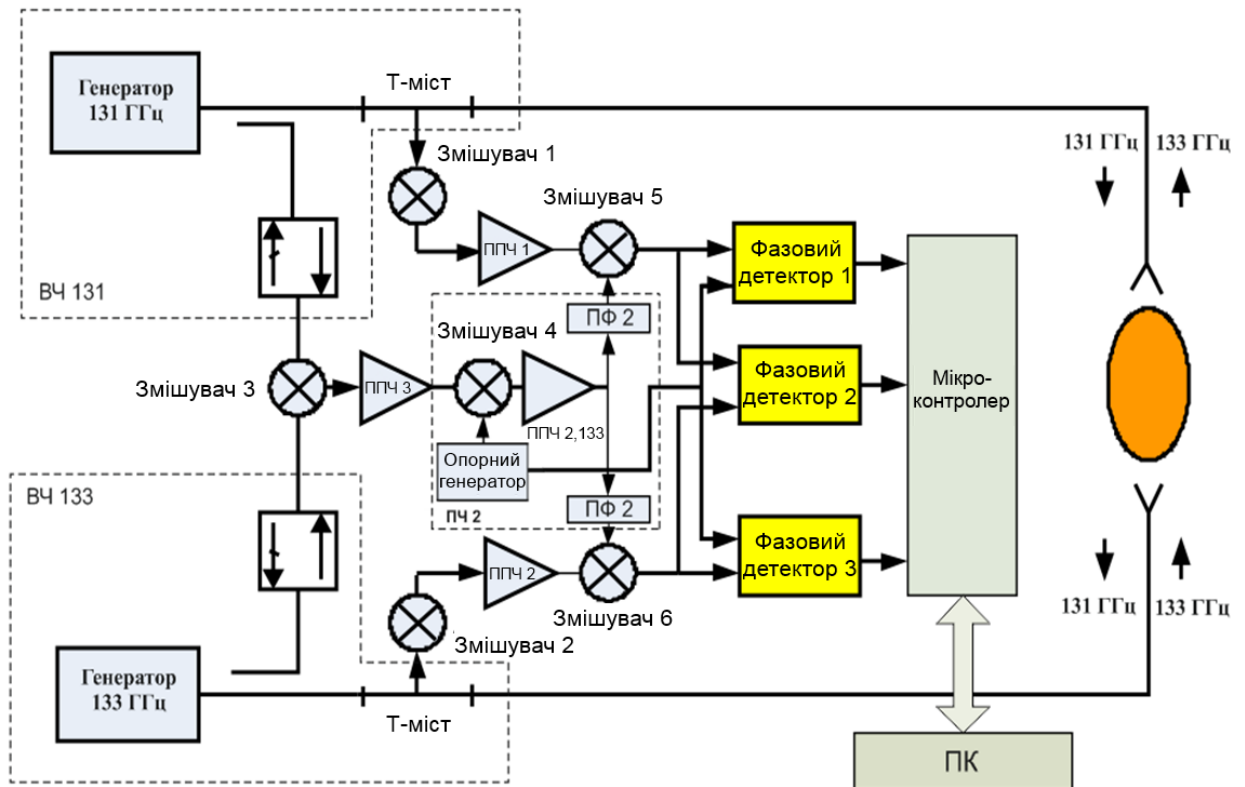


Рисунок 3.1 – Структурна схема інтерферометра з «однозначним» каналом вимірювання фази

Принцип дії супергетеродинного інтерферометра полягає у наступному. Сигнал, сформований на ЛПД-генераторі 131 ГГц, проходить через хвильоводний тракт ВЧ 131, формує перший зондувальний сигнал на частоті 131 ГГц і випромінюється через рупорні антени, опромінюючи плазмовий шнур. У процесі свого проходження сигнал відгалужується на спрямовані відгалужувачі для використання його як гетеродинного сигналу для змішувача 3. На цьому змішувачі відбувається змішування з аналогічно відгалуженим сигналом ЛПД-генератора 133 ГГц і виділення проміжної частоти 2 ГГц. Цей сигнал є опорним для подальших вимірювань фази. Він також використовується для контролю розстроювань частоти генераторів 131 ГГц і 133 ГГц. На Т-мості відбувається друге відгалуження сигналу 131 ГГц на змішувач 1. На цьому змішувачі відбувається змішування сигналу 131 ГГц як гетеродинного та сигналу 133 ГГц, що пройшов через плазму. На

виході змішувача 1 і ППЧ 1 відбувається формування інформаційного сигналу «швидкого» каналу 1.

Побудова тракту ВЧ 133 є аналогічною до ВЧ 131, тільки на змішувачі 2 відбувається змішування гетеродинного сигналу 133 ГГц і сигналу 131 ГГц, що пройшов через плазму. На виході змішувача 2 і відповідного йому ППЧ 2 відбувається формування інформаційного «швидкого» каналу 2.

Відзначимо, що зондувальні сигнали проходять через плазму одним і тим же шляхом, але у зустрічних напрямках. У розглянутій схемі інтерферометра з «плаваючою ПЧ» різниця фаз сигналів опорного та вимірювальних каналів залишається постійною за зміни частот НВЧ джерел сигналів.

Блок ПЧ 2: генератор формує сигнал на частоті 133 МГц, який змішується на змішувачі 4 з опорним сигналом 2 ГГц, у результаті формується сигнал, що має складові $2 \text{ ГГц} \pm 133 \text{ МГц}$. Далі відбувається фільтрація сигналів верхньої та нижньої проміжної частот на смугових фільтрах: сигнали $(2 \text{ ГГц} + 133 \text{ МГц})$ і $(2 \text{ ГГц} - 133 \text{ МГц})$ будуть використані для верхнього та нижнього гетеродинування на змішувачах 5 і 6 відповідно. У результаті на виході підсилювача змішувачів 5 і 6 формуються сигнали на частоті 133 МГц, які несуть інформацію про електричні довжини променів, виміряних на частотах зондувальних сигналів 131 і 133 ГГц. Сформовані таким чином інформаційні сигнали на другій проміжній частоті спільно з опорним сигналом 133 МГц подаються на триканальний фазовий детектор для проведення фазових вимірювань. Оброблений мікроконтролерним блоком цифрової обробки сигнал передається на ПК для відображення та збереження у базі даних результатів вимірювань.

3.2 Принцип формування «однозначного» каналу вимірювання фази

У процесі проведення експериментів із дослідження щільності плазми найбільш важливим є точне вимірювання затримки фази зондувального сигналу інтерферометра під час його проходження через переріз плазми. Щільність плазми у сучасних термоядерних установках змінюється у значних межах, що призводить до зміни значень фазових набігів хвиль у діапазоні $2\pi N$ (де $N \gg 1$), тобто які істотно перевищують 2π . Результати вимірювань, отриманих за допомогою фазових детекторів $\Phi 1$ і $\Phi 3$ у кожному з каналів інтерферометра, відображають тільки швидкі зміни фази та можуть бути використані для оцінки щільності плазми тільки після їх обробки. Для вимірювання щільності плазми у реальному масштабі часу було розроблено метод однозначного вимірювання фази, заснований на створенні та використанні різницевого каналу фазових вимірювань [87].

Для реалізації цього методу опромінення плазми проводиться на двох різних, але близьких частотах уздовж одного променя, але у зустрічних напрямках. Величини фазових затримок у кожному вимірювальному каналі за такого механізму вимірювання залежать від частот зондувальних сигналів. Для випадку, коли частоти зондувальних сигналів відрізняються не суттєво (наприклад, на 2 ГГц, як у досліджуваному інтерферометрі), їх фазові характеристики за зміни параметрів плазми будуть близькими, але різними.

Як показано на рис. 3.1, сигнал у різницевому – «однозначному» каналі формується шляхом вимірювання фазового набігу між двома вимірювальними каналами інтерферометра. Вимірювання різницевої фази фазовим детектором $\Phi 2$ дають можливість оцінювати щільність плазми у широкому діапазоні значень без використання додаткових алгоритмів перерахунку.

Як впливає з рис. 3.2, у процесі вимірювання фази у кожному зі швидких каналів А і В інтерферометра вихідні сигнали фазометрів мають вигляд послідовності пилкоподібних сигналів – так званих «фрінджів», які

мають стрибки амплітуди у точках 360 градусів. Повне значення фазової затримки хвилі у цих каналах отримують тільки у результаті підсумовування всіх «фрінджів» за час існування плазми. Однак у разі виникнення тимчасового зриву сигналу через нестабільність плазми безперервність вимірювання фази порушується, тому цей канал називається «неоднозначним».

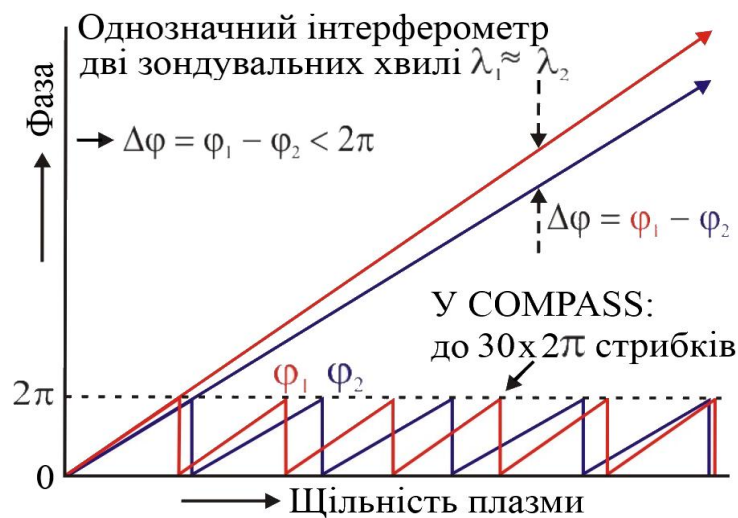


Рисунок 3.2 – Обґрунтування принципу формування «однозначного» каналу вимірювання фази (канал А – верхня крива, канал В – нижня крива) у двочастотному інтерферометрі

Під час вимірювання різниці фаз зондувальних хвиль (за відповідного вибору частот f_1 і f_2) величина фазового зсуву ($\varphi_1 - \varphi_2$) укладається у тривалість одного «фрінджа» і не перевищує 360° . Цей канал вимірювання називається «однозначним», оскільки він дає абсолютні значення фази (тобто щільності плазми) у кожен момент часу прийому зондувальних хвиль, що робить можливим проведення вимірювань щільності плазми у реальному масштабі часу.

У «швидких» каналах фазових вимірювань спостерігається велика кількість таких стрибків, при цьому «однозначний» канал веде себе стабільно без стрибків за значень набігу фази більших ніж $(2\pi \times 30)$. За обраного

співвідношення частот двох генераторів різницевий канал має фазову чутливість у 30 разів меншу, ніж прямі канали, що відповідає періоду повторення фазової характеристики 11520 градусів.

3.3 Обґрунтування методу однозначного вимірювання фази у двочастотному гетеродинному інтерферометрі

Як впливає з рис. 3.1, інтерферометр містить два напівпровідникових ЛПД-генератори (позначаються далі як 1 і 2), які працюють на фіксованих частотах $f_1 = 131$ ГГц та $f_2 = 133$ ГГц $= f_1 + \Delta f$). Обидва ці генератора формують сигнали з частотами f_1 і f_2 , які використовуються і як гетеродинні сигнали, і як вимірювальні хвилі, котрі проходять через один і той же хвилеводний тракт, а потім через досліджувану плазму та потрапляють до приймача, але поширюються у протилежних напрямках (рупорна антена для випромінювання сигналу на частоті f_1 одночасно слугує для прийому сигналу частоти f_2 і навпаки). Проходячи крізь плазмовий шнур, зондувальний сигнал зазнає фазових змін, пропорційних до електричної довжини променя. Таким чином, існує дві вимірювальних НВЧ-хвилі, які пройшли один і той же шлях, одна – що несе інформацію про додатковий фазовий зсув φ_1 , викликаний плазмою, і яка приймається на зондувальній частоті $f_1 = 131$ ГГц, і друга – із фазовим зсувом φ_2 , викликаним проходженням того ж шляху, але у зустрічному напрямку та на зондувальній частоті $f_2 = 133$ ГГц. Фазові зсуви φ_1 і φ_2 обох хвиль відрізняються не суттєво ($\varphi_1 > \varphi_2$). Різниця $(\varphi_1 - \varphi_2)$ за обраних значень частот зондувальних сигналів є у 66 разів меншою, ніж середнє значення фази $(\varphi_1 + \varphi_2) / 2$ (цей коефіцієнт визначається із відношення $\Delta f / f_{cp} = 2$ ГГц / 132 ГГц).

Обидві вимірювальні хвилі f_1 і f_2 сумуються окремо із частотами f_2 і f_1 , які є опорними хвилями, у двох Е-площинних Т-подібних хвилеводних мостах. Ці опорні хвилі надходять зі спрямованих відгалужувачів, розташованих на виходах генераторів.

Перша вимірювальна хвиля із частотою $f_1 = 131$ ГГц складається у першому Т-мості із першою опорною хвилею із частотою $f_2 = 133$ ГГц, а друга вимірювальна хвиля із частотою $f_2 = 133$ ГГц складається у другому Т-мості із другою опорною хвилею із частотою $f_1 = 131$ ГГц. Таким чином, відношення вимірювальної та опорної частот у першому випадку є меншим за одиницю та більшим за одиницю – у другому.

У результаті змішування формуються два сигнали проміжної частоти із частотою биттів Δf , які несуть фазовий зсув, отриманий під час проходження плазмового шнура.

Однак, різний знак проміжних частот Δf , виміряних у зустрічних напрямках, призводить до того, що у той час як фаза φ_2 перетворюється у фазу ПЧ Δf із додатним знаком (тобто $+\varphi_2$), фаза φ_1 перетворюється у фазу першої ПЧ із від'ємним знаком (тобто $-\varphi_1$).

Це відбувається через те, що фаза частоти биттів Δf визначається різницею фаз ($\alpha - \beta$) обох підсумованих – вимірюваної та опорної – НВЧ-хвиль, тобто у першому випадку

$$2\pi(f + \Delta f)t + \varphi_2 - 2\pi ft = 2\pi\Delta ft + \varphi_2, \quad (3.1)$$

а у другому випадку

$$2\pi ft + \varphi_1 - 2\pi(f + \Delta f)t = -2\pi\Delta ft + \varphi_1. \quad (3.2)$$

У результаті інтерференції створюються дві НВЧ радіохвилі, промодульовані за законом косинуса частотою биттів Δf , які несуть фазовий зсув φ , породжуваний плазмою.

Оскільки косинус є парною функцією, то, отже,

$$\cos(-2\pi\Delta ft + \varphi_1) = \cos(2\pi\Delta ft - \varphi_1). \quad (3.3)$$

У разі вимірювання фази на проміжній частоті 2 ГГц фазовий детектор, що застосовується для визначення взаємної фази цих хвиль, дасть нам подвійне значення фази φ_1 або φ_2 (суму обох фазових зсувів). Вимірювання ж сумарного фазового зсуву, очевидно, не має фізичного сенсу.

Небажана проблема, пов'язана із протилежними знаками фазових зсувів φ_1 та φ_2 , які трансформуються у перші проміжні частоти 2 ГГц, вирішується у схемі однозначного інтерферометра шляхом застосування аналогічного фізичного механізму – формування зворотного відношення перетворених вимірювальних і опорних частот, тобто частоти ПЧ, ще раз, шляхом другого змішування обох перших вимірювальних проміжних частот (які несуть плазмові фазові зсуви $+\varphi_2$ та $-\varphi_1$).

З цією метою спочатку формується опорний сигнал із частотою 2 ГГц шляхом змішування на змішувачі 3 сигналів f_1 і f_2 , які надходять від двох спрямованих відгалужувачів, розташованих безпосередньо на виходах генераторів, а потім застосовується друге перетворення частоти. Для цього використовується додатковий гетеродин із частотою $F_{zem1} = 133,5$ МГц.

Під час змішування цих двох частот виникають сумарна (2,1335 ГГц) і різницева (1,865 ГГц) частоти, які створюються як опорні частоти для третього змішування.

Ці дві опорні частоти виділяються за допомогою двох смугових фільтрів, які налаштовані на верхню (2,1335 ГГц) і на нижню (1,865 ГГц) частоти та мають ширину смуги 133,5 МГц.

Ці сигнали після підсилення надходять на змішувачі третього перетворення частоти для змішування з сигналом вимірювальної хвилі 2 ГГц. Для хвилі із фазовим зсувом $+\varphi_2$ використовується нижня опорна частота (1,865 ГГц), а для хвилі із фазовим зсувом $-\varphi_1$ – верхня.

Після третього перетворення виникають два сигнали з однаковою проміжною частотою 133,5 МГц. Один із них має зсув фази $+\varphi_2$, а другий: $+\varphi_1$. Ці сигнали подаються на триканальний фазометр на основі ПЛМ, що містить фазові детектори $\Phi 1 \dots \Phi 3$ (див. рис. 3.1).

Остаточно, після четвертого змішування цих хвиль із сигналом другого гетеродина $F_{zem2} = 133$ МГц створюються два низькочастотних сигнали з частотою 500 кГц із зсувами фаз $+\varphi_2$ і $+\varphi_1$, які після підсилення надходять на другий триканальний фазометр на основі ампліфазометрів AD8302. На виходах «однозначних» каналів цих фазометрів виникають сигнали, які відповідають різниці фаз $(\varphi_1 - \varphi_2)$.

Таким чином, в інтерферометрі реалізується метод однозначного вимірювання фази, що полягає у вимірюванні різниці фаз φ_1 і φ_2 , а не їх суми, щоб уникнути впливу стрибків фаз φ_1 і φ_2 , які перевищують 2π , котрі можуть виникати у плазмі.

3.4 Триканальні фазові вимірювання для формування «однозначного» каналу

У більшості сучасних інтерферометрів як вимірювачі фази використовуються фазометри з аналоговими та цифровими фазовими детекторами (ФД) різних типів.

Як показано у [38], до сучасного фазометра як вимірювального приладу висувають підвищені вимоги. Відносно системи індикації вони зводяться до наступних:

- система індикації не має вносити помітних похибок (максимум 3 ... 5%);
- система має забезпечувати необхідну швидкодію;
- фазометр має забезпечувати лінійну ділянку фазової характеристики протяжністю 2π ;
- фазометр має видавати інформацію у вигляді, зручному для подальшого запам'ятовування та цифрової обробки.

Під час вимірювання фазового набігу у завданнях діагностики плазми, поряд із підвищенням точності вимірювання фази, що несе інформацію про об'єкт спостереження, необхідно забезпечити відновлення профілю

щільності плазми за її поперечним перерізом у випадку тимчасового зриву сигналу через нестабільність плазми. Ці дані мають бути надзвичайно надійними для забезпечення безвідмовної роботи системи захисного блокування токамака.

Під час створення фазометрів для двочастотного інтерферометра одним із завдань була розробка фазометрів з «однозначними» каналами вимірювання фази. Для того, щоб не втрачати інформацію про тонку структуру процесів, які відбуваються у плазмовому шнурі, і одночасно отримувати інформацію про щільність плазми у реальному масштабі часу, були розроблені триканальні фазометри на основі інтегральних ампліфазометрів AD8302 [88, 89] та ПЛМ [90] із цифровою обробкою сигналів і проведені їх порівняльні дослідження. Розроблено метод лінеаризації фазової характеристики фазометрів і алгоритм корекції фазових помилок [91–93].

3.4.1 Фазове детектування на основі інтегральних ампліфазометрів

Триканальний фазометр вимірює взаємну різницю фаз між парами вхідних сигналів. Фазометр має три входи: два входи аналогового сигналу 1 і 2 для вимірювання фаз аналогових сигналів і вхід опорної частоти. Вимірювання між опорним каналом і кожним із входів 1 і 2 надають точну інформацію про поведінку щільності плазми на кожній із вимірюваних частот. При вимірюванні різниці фази між сигналами каналів 1 і 2 реалізується метод однозначного вимірювання фази.

Такі вимірювання дозволяють точно відновлювати значення інтегральної щільності плазми у плазмовому шнурі. Висока фазова чутливість у прямих каналах призводить до багаторазових переходів фазової характеристики через точки 2π . Зокрема, у токамаці «COMPASS-D» кількість таких переходів дорівнює $N=30$. Такий ефект може призводити до неоднозначності вимірювання фази у кожному з каналів. Підрахунок кількості переходів фазової характеристики через точки 2π дозволяє проводити обчислення сумарного значення фазового набігу та пропорційного до нього значення інтегральної щільності плазми. Однак помилки у підрахунку або ефекти нестационарності

плазми призводять до зривів підрахунку та видачі неправильного значення на виході вирішувального пристрою.

Для отримання незалежної від нестационарних процесів інформації про щільність плазми проводиться вимірювання фазового набігу між вимірювальними каналами. Оскільки частоти зондування каналу 1 і каналу 2 мало відрізняються, вимірювання мають період повторення істотно менший, ніж у кожному вимірювальному каналі.

На рисунку 3.3 наведено структурну схему триканального фазометра, фазові детектори якого побудовано на інтегральних ампліфазометрах AD8302, принцип роботи яких описано у підрозділі 2.2.

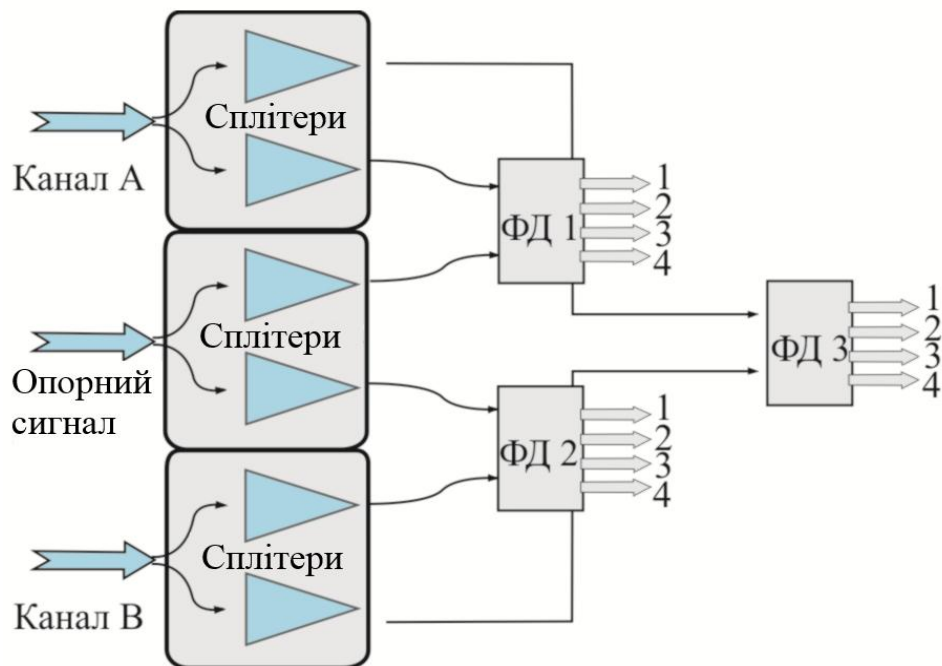


Рисунок 3.3 – Структурна схема триканального фазометра на основі інтегральних ампліфазометрів AD8302, виходи 1, 3 – сигнали фази, виходи 2, 4 – сигнали амплітуди

Система складається з трьох сплітерів-ізоляторів і трьох ФД. Сигнали з виходів перетворювачів частоти та блоку опорних частот надходять на сплітери (розгалужувачі) та після розгалуження – на входи фазових детекторів 1–3. Детектори 1 і 2 вимірюють швидкі зміни фази сигналів φ_1 та φ_2 у межах $0-360^\circ$, а детектор 3 вимірює різницю ($\varphi_1 - \varphi_2$).

Сплітери-ізолятори побудовані за схемою резистивного сплітера на зосереджених елементах і слугують для розгалуження сигналів та зниження взаємного впливу каналів.

Існуючі у резистивному сплітері втрати зменшують співвідношення сигнал/шум фазового вимірювача, але збільшують розв'язку між вимірювальними каналами. Це означає, що втрати у спліттер можуть бути внесені навмисне. Для зменшення взаємовпливу каналів також можуть бути використані підсилювачі. Основним фактором під час вибору підсилювача мають бути зворотні втрати: чим вищими вони є, тим більшою у результаті вийде міжканальна розв'язка. Коефіцієнт підсилення вибирається виходячи з вимог рівня сигналу на виході. У разі використання АФМ AD8302 рівень високочастотного сигналу на вході сплітера-ізолятора має становити приблизно 1 мВт, при цьому буде забезпечено максимальний динамічний діапазон вимірювання фази.

Фазові детектори 1–3 виконані на основі пар АФМ AD8302, кожен з яких являє собою вимірювач амплітуди та фази сигналів зі смугою частот до 2,4 ГГц. У результаті проектування було отримано систему, яка має три входи і 12 виходів аналогових сигналів: виходи 1, 3 – сигнали фази, виходи 2, 4 – сигнали амплітуди. Структурну схему одного з фазових детекторів наведено на рисунку 2.9.

До складу ФД входять: два ампліфазометри AD8302 (АФМ 1 і АФМ 2), лінія затримки (ЛЗ), мікроконтролер із вбудованим АЦП, незалежна мікросхема пам'яті (EEPROM) для зберігання налаштувань та інтерфейс зв'язку (RS-232) з ПК.

Аналогові сигнали з виходів 1–4 надходять до мікроконтролера для оцифрування та перетворення з 180-градусного виду до 360-градусного.

Вибір такої схеми фазового детектора обумовлено виглядом кривої фазової чутливості АФМ AD8302, наведеної на рис. 2.12. На осі X відкладено різницю фаз в опорному та вимірювальному каналах, на осі Y – амплітуду на виході фазового каналу АФМ. З рисунку видно, що у АФМ AD8302 існує неоднозначність визначення фази у діапазоні $0...180^\circ$ і $0...-180^\circ$. Для усунення цієї проблеми було розроблено схему та метод перетворення фази з 180-градусного виду до 360-градусного, які описані у підрозділі 2.2. Введення до схеми другого АФМ і лінії затримки дозволило змістити фазову характеристику на 90 градусів і проводити вимірювання у діапазоні $0-360^\circ$.

Відновлена інформація про фазу й амплітуди сигналів у кожному з каналів передається на комп'ютер по інтерфейсу Ethernet, а сигнал різницевого «однозначного» каналу після цифрової обробки надходить до системи збору та обробки даних токамака, де дані зберігаються у файлі для подальшого аналізу.

3.4.2 Методика перетворення фази з 180-градусного виду до 360-градусного на основі сумарно-різницевого алгоритму прийняття рішення

Розглянемо докладніше алгоритм відновлення фази за сигналами, які отримують з фазових детекторів. У розділі 2.2 на рис. 2.11 наведено графік фазової характеристики АФМ AD8302 за перестроювання від -180 до 180 градусів.

З рисунку видно, що характеристика ФД є дзеркальна відносно нульової точки, у результаті чого і виникає неоднозначність визначення фази у діапазонах $0...180^\circ$ та $0...-180^\circ$. Такий ефект призводить до неоднозначності визначення фази у діапазоні $0-360^\circ$.

Як вже було показано у розділі 2.2, для усунення цього ефекту у запропонованій схемі застосовується додатковий АФМ 2, фазова характеристика якого штучно зміщена на 90 градусів відносно АФМ 1, як показано на рис. 3.4.

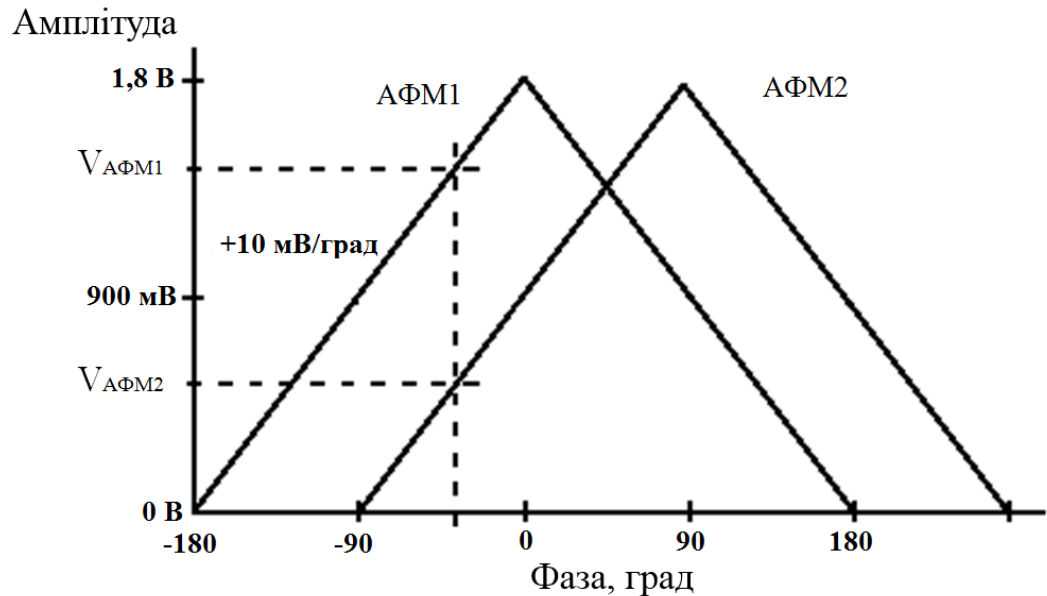


Рисунок 3.4 – Криві фазової чутливості двох фазових детекторів на основі АФМ AD8302

Однак з наведеного графіка видно, що після підсумовування сигналів обох АФМ одному значенню фази відповідають два значення амплітуди. Для усунення цього ефекту та досягнення однозначного вимірювання фази у діапазоні 0–360 градусів за допомогою двох АФМ AD8302 було розроблено та застосовано сумарно-різницевий алгоритм прийняття рішення.

Принцип дії запропонованого алгоритму заснований на аналізі поведінки сумарної та різницевої характеристик сигналів АФМ 1 і АФМ 2, наведених на рис. 3.5, і коригуванні результатів вимірювань у мікропроцесорі фазового детектора за допомогою спеціально розробленої програми. З графіків, отриманих у результаті комп'ютерного моделювання та наведених на рис. 3.5, видно, що ці залежності мають горизонтальні, наростаючі та спадаючі ділянки.

Розглянемо детальніше наведені характеристики АФМ 1 і АФМ 2 (криві 1, 2), сумарну та різницеву характеристики (криві 3, 4). Вздовж осі X на графіку відкладено значення різниці фаз у градусах, а вздовж осі Y – значення відгуків ФД у вольтах.

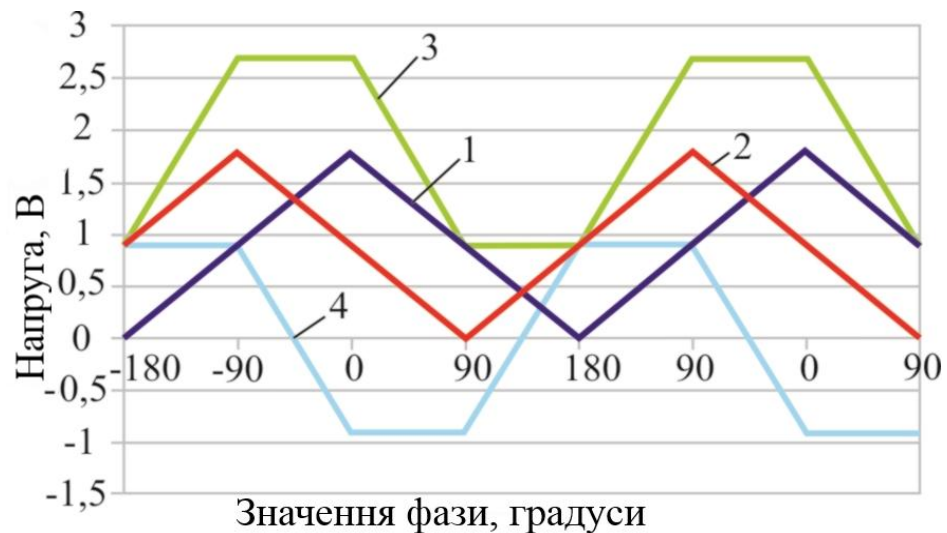


Рисунок 3.5 – Фазові характеристики двох АФМ AD8302 із сумарним і різницевим каналами: характеристики АФМ 1 та АФМ 2 (криві 1, 2), сумарна та різницева характеристики (криві 3, 4)

На рисунку 3.5 можна бачити кілька характерних ділянок:

- ділянку (-180...-90) градусів. У даній області сигнали обох фазових детекторів АФМ 1 і АФМ 2 синхронно зростають (графіки 1 і 2), тому значення їх різниці є постійним, а сума зростає. У зв'язку з цим на даній ділянці немає необхідності проводити коригування результуючої характеристики;

- ділянку (-90...0) градусів. Після проходження точки перегину графік 1 змінює свою характеристику на зворотну. Сумарна характеристика 3 є постійною та знаходиться на максимальному рівні, а різницева 4 рівномірно спадає. На цій ділянці необхідно провести інверсію знаку результуючої характеристики на протилежний;

- ділянку (0...+ 90) градусів. У цій області обидва графіка 1 і 2 пройшли точки перегинів і мають спадаючу форму фазової характеристики. Різницева характеристика знаходиться в мінімумі, а сумарна характеристика рівномірно спадає. Алгоритм інверсії знаку повинен бути застосований до обох залежностей;

- ділянку (90...180) градусів. У даній області графік 1 пройшов нижню точку зламу характеристики та не вимагає корекції, а графік 2 продовжує наближатися до нижньої точки перегину та вимагає застосування корекції

знаку. Сумарна характеристика знаходиться на мінімальному рівні, а різницева характеристика наростає.

За результатами аналізу цих характеристик було розроблено алгоритм ідентифікації областей фазової характеристики та сформульовано набір перетворень, за допомогою яких за конкретними сумарними та різницевиими значеннями фазових характеристик приймається рішення про область, у якій знаходяться сигнали ФД, і проводиться відповідна корекція результуючої характеристики.

Спільний аналіз двох характеристик дозволив реалізувати однозначне вимірювання фази у діапазоні 0...360 градусів за допомогою двох АФМ AD8302 [44].

На рис. 3.6 наведено результуючу характеристику фазового детектора у діапазоні 0...700 градусів після застосування алгоритму корекції. Вздовж горизонтальної осі відкладено значення різниці фаз у градусах, а вздовж вертикальної – значення відгуку фазового детектора у вольтах. Як видно з графіка, фазова характеристика змінюється за лінійним законом у діапазоні 0...360 градусів. Така поведінка свідчить про правильну реалізацію алгоритму корекції фазової характеристики детектора.

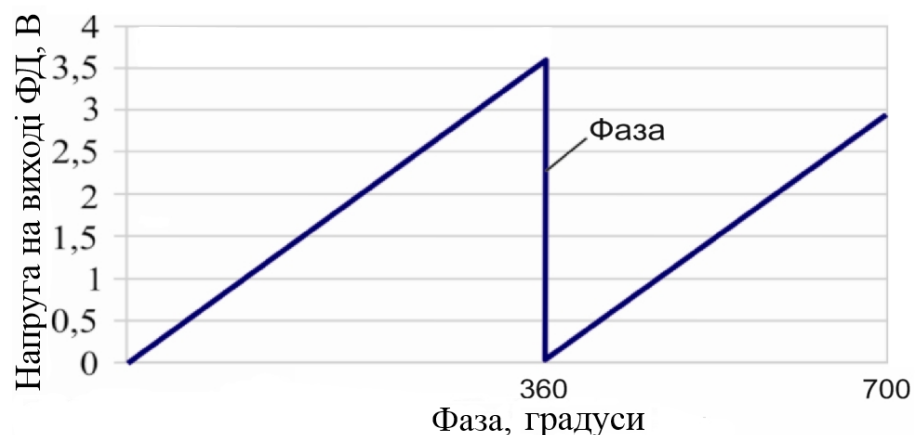


Рисунок 3.6 – Результуюча характеристика фазового детектора після застосування алгоритму корекції

3.4.3 Алгоритм лінеаризації фазової характеристики фазового детектора на основі АФМ

Реальна характеристика фазових детекторів на основі АФМ AD8302, на відміну від ідеалізованої кривої, наведеної на рис. 2.12, має ділянки з нелінійністю фазової характеристики. Ця нелінійність найбільш сильно проявляється поблизу точок перегину фазової характеристики. У зв'язку з цим, для компенсації нелінійності фазової характеристики було розроблено метод і алгоритм лінеаризації фазової характеристики [93].

На рис. 3.7 для зручності читання ще раз наведено характеристику фазового детектора AD8302 у діапазоні $-180\dots+180$ градусів і графік залежності фазової похибки від різниці фаз сигналів на вході фазового детектора.

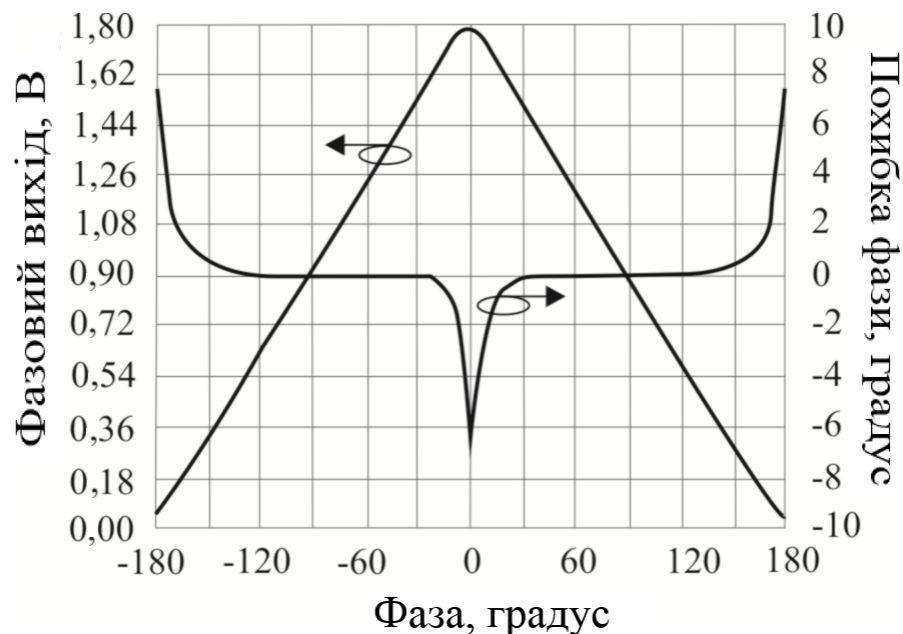


Рисунок 3.7 – Залежності фазової чутливості та фазової помилки ампліфазометра AD8302 від різниці фаз сигналів

З рисунка видно, що максимум похибки припадає на діапазон ± 20 і $\pm(160\dots 200)$ градусів. У діапазонах $(45\dots 135)$ і $(220\dots 315)$ градусів похибка вимірювання не перевищує 0,1 градуса.

Якщо вибрати фазове запізнювання між вимірювальними каналами таким, щоб фаза на АФМ 2 запізнювалася на 90 градусів, то на максимум точності АФМ 1 припадає мінімум точності АФМ 2. Використовуючи поперемінно один з АФМ 1 і АФМ 2 як опорний, а інший як вимірювальний, у залежності від фазової неузгодженості можливо досягти точності вимірювання фази 0,1 градус і амплітуди – 0,1 дБ у всьому діапазоні роботи фазового детектора.

Дану методику було застосовано під час реалізації алгоритму калібрування фазового детектора на основі АФМ AD8302 із використанням вагових функцій. Було сформовано дві функції з мінімумами, які відповідають точкам перегинів кожної з фазових характеристик, і протяжними максимумами, котрі відповідають найбільш лінійним ділянкам. При цьому сума цих функцій завжди дорівнювала 1. Далі відновлені фазові характеристики після компенсації початкового фазового зсуву підлягали ваговому підсумовуванню. Під час підсумовування вагами виступали сформовані функції.

Після розробки методу усунення неоднозначності та формування вимог до використання результатів, отриманих з пари ФД, було проведено вимірювання форми тестових сигналів на виході ФД. На вхід пари ФД подавалися сигнали двох дуже близьких частот, що є еквівалентним подачі на один зі входів сигналу з постійно набігаючою відносно опорного сигналу фазою. За такого методу тестування період повторення фазової характеристики у часовій області дорівнює величині, зворотній різницевої частоті пари тестових сигналів.

На рис. 3.8 наведено фазові характеристики, побудовані за результатами вимірювань двох АФМ AD8302 із сумарним і різницевим каналами за подачі на їх входи двох близьких частот.

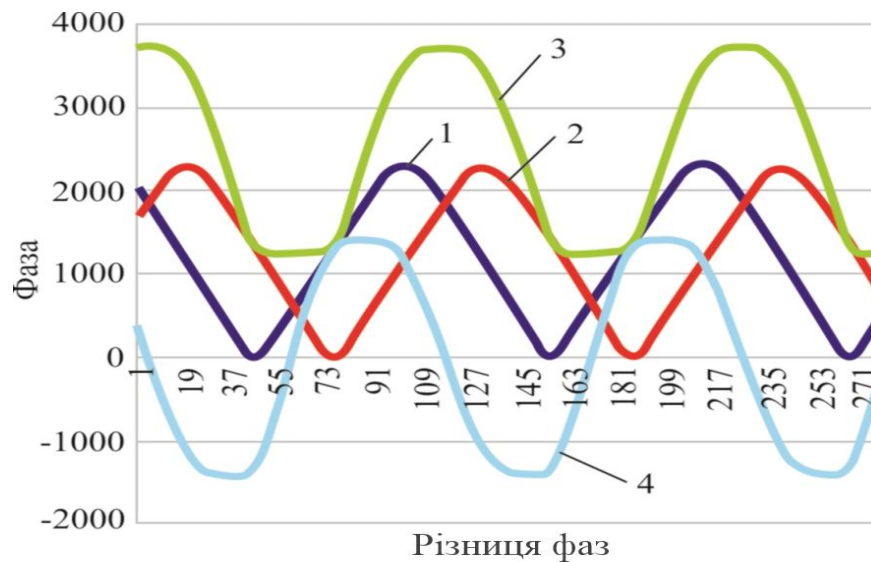


Рисунок 3.8 – Фазові характеристики двох АФМ AD8302 із сумарним і різницеvim каналами, виміряні за подачі на їх входи двох близьких частот: характеристики прямого та зсунутого каналів (криві 1, 2), сумарна та різницева характеристики (криві 3, 4)

На горизонтальній осі відкладені значення різниці фаз у відліках АЦП (приведення графіка до значень кутів на цьому етапі не є достатньо наочним), а на осі Y – значення відгуку фазового детектора у відносних величинах.

На графіку видно викривлення форми сигналів поблизу точок перегинів фазової характеристики та викривлення горизонтальних ділянок графіків суми та різниці. Викривлення горизонтальних ділянок також свідчать про наявність нелінійності, що особливо сильно проявляється поблизу точок перегину.

Очевидно, що алгоритм, заснований на пошуку конкретного значення суми та різниці, у такій ситуації працювати не буде. У цифровий алгоритм пошуку стану системи було введено дистанційно налаштовуваний довірчий інтервал для максимуму та мінімуму суми та різниці.

Застосування налаштовуваного інтервалу дозволило із необхідною точністю визначити стан ФД для реалізації алгоритму відновлення фазової характеристики. У результаті такого калібрування нелінійність фазової характеристики вдалося знизити до значення менше 1 градуса у діапазоні

0–360 градусів і отримати характеристику, аналогічну до наведеної на рис. 3.6.

Увесь набір значень амплітуд і фаз вихідних сигналів у цифровому вигляді передається по каналу Ethernet на ПК, де дані зберігаються у файлі для подальшого аналізу.

Програма відображення, призначена для роботи з даним типом ФД, дозволяє у режимі реального часу переглядати поведінку фазових каналів, зберігати дані на диск, а також встановлювати параметри «системи прийняття рішення» за рівнем спрацьовування тривог за умови перевищення заздалегідь заданого фазового набігу.

3.4.4 Триканальне фазове детектування на основі програмованих логічних матриць

Результати експериментальних вимірювань щільності плазми з використанням триканальних фазометрів на основі AD8302 продемонстрували хороші експлуатаційні характеристики та можливість застосування таких фазометрів у інтерферометрах. Однак зміни, проведені у системі нагрівання плазми з метою підвищення рівня щільності плазми у токамаці «COMPASS», сформулювали нові вимоги до інтерферометра, у тому числі і до характеристик фазометра. У зв'язку із труднощами реалізації цих вимог на аналогових ФД на основі AD8302 було проведено пошук вирішення цих завдань на більш сучасній елементній базі. Одним із цих рішень є побудова фазових детекторів на логічних елементах – ПЛМ. Було прийнято рішення реалізувати всю систему на шести фазових детекторах XC2C128 фірми Xilinx. На рисунку 3.9 представлено структурну схему триканального фазометра на основі ПЛМ для роботи у складі інтерферометра двоміліметрового діапазону [93].

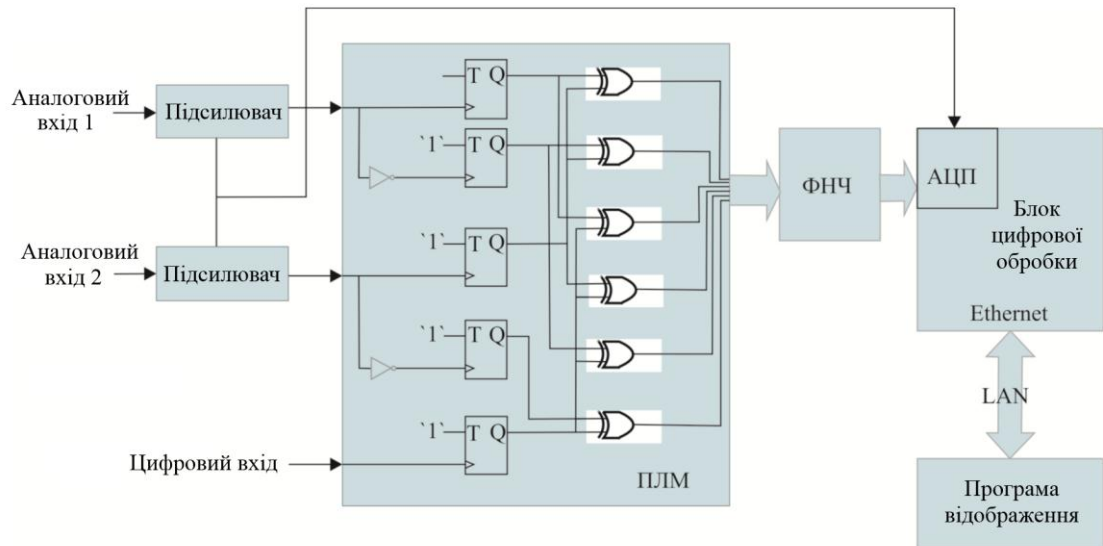


Рисунок 3.9 – Структурна схема триканального фазометра на основі ПЛМ

До складу фазометра входять вхідні логарифмічні підсилювачі-обмежувачі AD8309 для підсилення сигналів і перетворення їх у цифрову форму. Далі розташований багатоканальний фазовий детектор, зібраний на ПЛМ. Структурно фазовий детектор являє собою 3 пари фазових детекторів, котрі працюють кожен у своєму каналі. Кожна пара фазових детекторів являє собою два 360-градусних ФД, які працюють у паралельному увімкненні. На один із фазових детекторів сигнал подається із зсувом у 180 градусів. Під час подальшої цифрової обробки таке увімкнення дозволяє проводити лінеаризацію фазової характеристики.

Фазові детектори обраного типу формують на виході широтно-імпульсно модульований (ШІМ) сигнал, у якому шпаруватість сигналу є пропорційною до різниці фаз у вимірюваних каналах. З причини складності реалізації схеми прямого вимірювання шпаруватості на частоті 133 МГц із прийнятною точністю було запропоновано схему, у якій ШІМ сигнал подається на фільтр нижніх частот і перетворюється в аналоговий сигнал, амплітуда якого є пропорційною до шпаруватості сигналу. Смуга фільтра нижніх частот визначає граничну швидкодію системи (у даному випадку вона обрана на рівні 10 кГц).

Вибір частоти зрізу фільтра визначається виходячи з таких міркувань. Чим вищою є частота зрізу фільтра, тим більшою є кількість паразитних імпульсних складових сигналу ШІМ, які потрапляють у вихідний аналоговий сигнал. За умови зниження частоти зрізу фільтра відбувається поліпшення співвідношення сигнал-шум вимірюваного сигналу. З іншого боку, смуга фільтра є зворотною величиною до постійної часу реакції системи на збурення. Отже, чим вищою є частота зрізу, тим більш швидкісна реакція може бути отримана. З балансу цих величин здійснюється вибір смуги зрізу вихідного фільтра.

Сигнал з виходу фільтра подається на АЦП мікроконтролера LM3S9B95, де відбувається перетворення напруги, пропорційної до фазового зсуву, у цифрову форму. Дані про фазові зсуви підлягають сумарно-різницевому аналізу та лінеаризації. Основу алгоритму сумарно-різницевого аналізу було описано у підрозділі 3.4.2. Необхідність використання сумарно-різницевого алгоритму обумовлена наявністю фазових помилок у діапазоні 0–30 градусів і 320–360 градусів. У результаті на основі аналізу пар сигналів формується напруга значення фази із наступним приведенням фазової кривої до вигляду монотонно наростаючої функції.

Це значення фази надходить до ЦАП для роботи системи збору даних токамака. Весь набір фаз у цифровому вигляді передається по каналу Ethernet на ПУ, де дані зберігаються у файлі для подальшого аналізу. На підставі заздалегідь закладеного алгоритму аналізу сигналу різницевого каналу виконується оцінка щільності плазми та приймається рішення про ввімкнення або вимкнення інжекторів нейтрального потоку.

У розробленій системі всі процеси: оцифрування, перерахунок фази, лінеаризація та прийняття рішення з видачею відповідних керуючих сигналів відбуваються у режимі реального масштабу часу.

Основною відмінністю нового фазового детектора є застосування детекторів із періодом повторення фазової характеристики у 360 градусів, у результаті чого для отримання безперервної фазової характеристики (на відміну від ФД на основі AD8302) відпала необхідність процесу відновлення

фазової характеристики. Застосування 360-градусного ФД дозволило для алгоритму лінеаризації застосувати зсувач фази не на 90 градусів, а на 180. Фазовий зсув на 180 градусів у цифровій техніці – це інверсія. Цей процес практично не має частотної залежності і, отже, на відміну від фазозсувачів на коаксіальних ЛЗ на відрізках кабелю, не накладає додаткових обмежень на частотний діапазон ФД по вхідному сигналу.

3.5 Експериментальне дослідження та калібрування фазових характеристик триканальних фазометрів

Триканальний фазометр на основі ПЛМ (CPLD) було встановлено у схему інтерферометра (див. рисунок 3.1), де на його входи після другого перетворення частоти ($F_{mч2} = 133$ МГц) надходили сигнали прийомних каналів А і В та опорного каналу. Це дозволило проводити одночасне тестування та порівняння характеристик фазометра на основі ПЛМ із характеристиками фазометра на основі AD8302.

З метою тестування роботи фазометрів було розроблено стенд для експериментального дослідження та калібрування фазової характеристики фазометра. На рисунку 3.10 наведено фото вимірювального стенда, що складається з інтерферометра (1), рухомого металевого кутикового відбивача (2) та пристрою переміщення (3), встановленого на масивній напрямній.

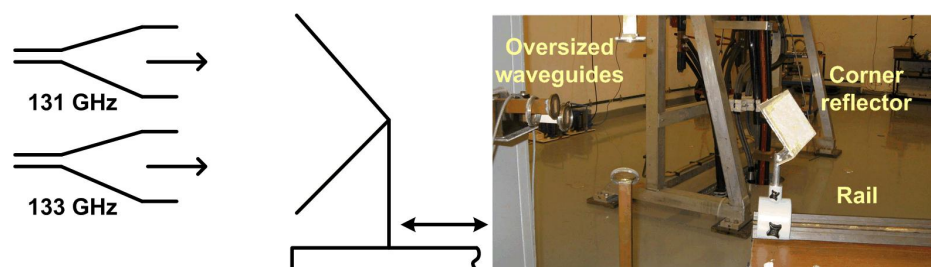


Рисунок 3.10 – Фотографія стенду для калібрування триканальних фазометрів на основі ПЛМ і AD8302

У процесі експерименту сигнали інтерферометра на частотах 133 ГГц і 131 ГГц випромінювалися у напрямку кутикового відбивача, який переміщувався по напрямній. Переміщення відбивача дозволило змоделювати взаємний фазовий зсув між каналами 133 ГГц і 131 ГГц. Під час проведення експерименту кутиковий відбивач був розташований так, щоб відобразити сигнал обох каналів інтерферометра. Застосування кутикового відбивача стало необхідним, оскільки зміна фази тільки в одному з каналів не дозволяла отримати достатній фазовий набіг між каналами. Для калібрування фазового детектора необхідно було отримати взаємний фазовий зсув між двома каналами інтерферометра більше ніж 360 градусів. Для отримання необхідної різниці фаз відбивач переміщувався у напрямку від інтерферометра та назад уздовж напрямної на відстань 150 мм, що відповідало взаємному фазовому набігу між каналами інтерферометра до 720 градусів.

На рисунку 3.11 наведено осцилограми сигналів, виміряні на виходах триканального фазометра на основі ПЛМ під час переміщення кутикового відбивача. Сигнали на виходах триканального фазометра на АД8302 мають аналогічний вигляд. Вздовж горизонтальної осі відкладено відліки часової реалізації, а вздовж вертикальної осі – відгук ФД у відносних величинах.

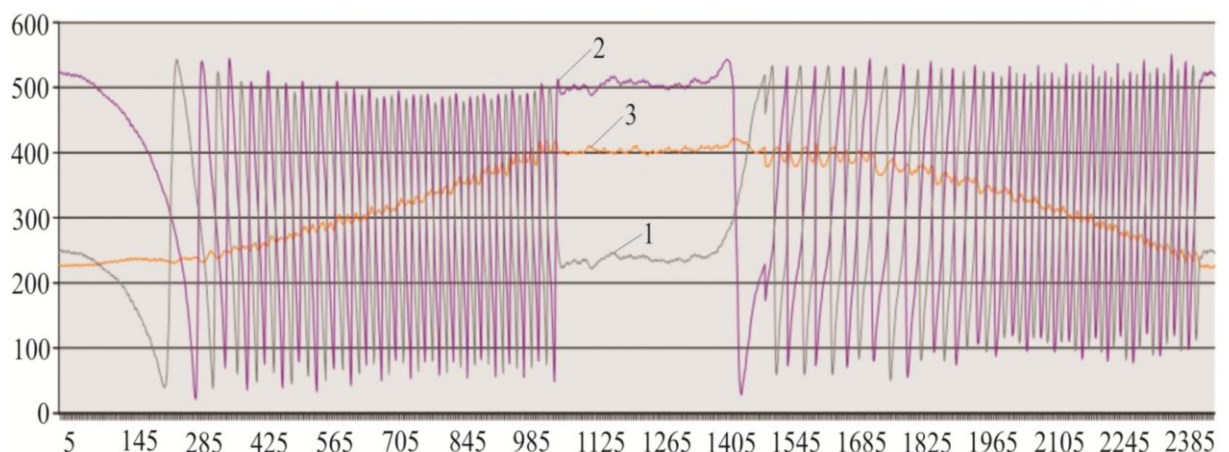


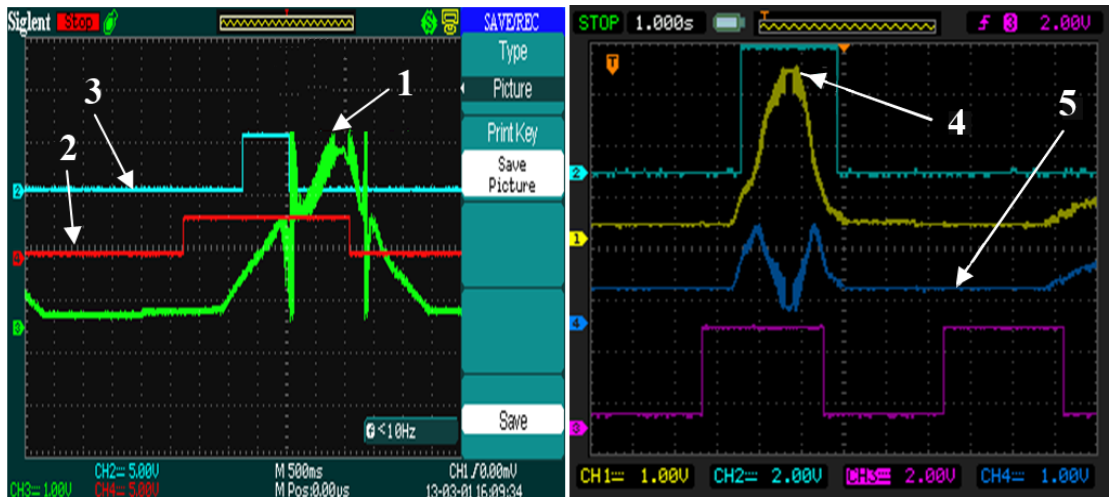
Рисунок 3.11 – Осцилограми сигналів, виміряні на виходах триканального фазометра на основі ПЛМ під час переміщення кутикового відбивача: 1 – канал А, 2 – канал В, 3 – однозначний канал

Сигнали 1 і 2 виміряні на виходах швидких фазових каналів А і В, а на графіку 3 показано поведінку різницевого однозначного фазового каналу. На осцилограмах 1 і 2 видно стрибки фази, «фрінджі», у каналах А і В, які виникають під час проходження значення фази через 360 градусів, а сигнал різницевого каналу поводить себе стабільно без стрибків за значень набігу фази більших ніж 30 переворотів фази у швидких каналах. Розрив між точками 1125 і 1405 пов'язаний із тим, що у цьому інтервалі відбивач зупинявся та продовжував рух у зворотному напрямку. Цим пояснюється і зміна напрямку нахилів фазових характеристик у каналах А і В.

За обраного співвідношення частот двох генераторів різницевий канал має фазову чутливість у 32 рази меншу ніж прямі канали, що відповідає періоду повторення фазової характеристики 11520 градусів. Період повторення фазової характеристики цього взаємного каналу дорівнює періоду повторення фази несної частоти, помноженому на відношення частоти зондувального сигналу до різниці частот генераторів НВЧ.

У процесі тестування триканального фазометра на основі ПЛМ у складі інтерферометра було виявлено низку помилок у визначенні щільності плазми. Ці неточності були пов'язані з помилками у роботі сумарно-різницевого алгоритму обробки сигналів фазових детекторів. З метою коригування алгоритму роботи фазових детекторів було проведено тестові вимірювання сигналів на виході «однозначного» каналу, результати яких були використані для калібрування фазової характеристики фазометра.

На рисунку 3.12, а наведено осцилограми сигналу, виміряного на виході «однозначного» каналу інтерферометра до калібрування алгоритму 1, а також імпульс увімкнення плазми – 2 та імпульс увімкнення джерела додаткового нагріву плазми – 3 інжектором нейтральних пучків (NBI).



а)

б)

1 – сигнал до калібрування алгоритму,
4 – сигнал після калібрування алгоритму

Рисунок 3.12 – Осцилограми сигналів, виміряних на виході «однозначного» каналу інтерферометра: а) – до і б) – після калібрування фазової характеристики фазометра

Як видно з рисунка 3.12, а, фазові помилки виникали у діапазоні ± 20 градусів в областях $+180$ і -180 градусів. Ці помилки були пов'язані з некоректним вибором коефіцієнтів під час застосування сумарно-різницевого алгоритму коригування фазових помилок детектора. Завдяки використанню кутикового відбивача стало можливим визначити періодичність появи цих помилок і скорегувати вибір коефіцієнтів для сумарно-різницевого аналізу фазових кривих.

На рисунку 3.12, б представлено сигнал «однозначного» каналу після корекції алгоритму обчислень – крива 4. Як видно з поведінки графіку сигналу «однозначного» каналу, внесені виправлення підвищили лінійність фазової характеристики фазометра у діапазоні $0 \dots 360$ градусів.

На рисунку 3.12, б, крива 5, показано сигнал, який вимірюється на виході однозначного каналу фазометра на AD8302 у режимі без перетворення фази з 180 -градусного вигляду до 360 -градусного. В експерименті цей канал

використовувався для порівняння результатів застосування алгоритму коригування фазових помилок фазометра на основі ПЛМ.

У результаті тестування та калібрування фазометра у складі інтерферометра було виявлено та скориговано помилки у фазових вимірюваннях детекторів і визначено періодичність появи цих помилок. Також були виправлені помилки у внутрішній системі збору даних інтерферометра.

Випробування фазометрів у складі інтерферометра продемонстрували можливість вимірювання щільності плазми без неоднозначностей визначення фазового зсуву під час проходження хвиль інтерферометра через плазму.

Фазометри є частиною системи, що працює у режимі реального часу, з функціями прийняття рішення про знаходження величини щільності плазми у заздалегідь заданих інтервалах і видачі сигналу на розігрів або охолодження плазми. До складу фазометрів включено також систему, яка записує множинні параметри на жорсткий диск комп'ютера, що дозволяє у режимі розділеного часу проводити дослідження процесів, які відбувалися у плазмі.

3.6 Висновки до розділу 3

1. Запропоновано та реалізовано метод однозначного вимірювання фази у гетеродинному інтерферометрі для діагностики плазми у токамаці «COMPASS-D» на основі двох генераторів двоміліметрового діапазону, заснований на створенні різницевого – «однозначного» – каналу фазових вимірювань.

2. Розроблено та досліджено два типи триканальних фазометрів для реалізації методу однозначного вимірювання фази у гетеродинному інтерферометрі: аналоговий фазометр на мікросхемах AD8302 і цифровий фазометр на основі ПЛМ.

3. Розроблено метод лінеаризації фазової характеристики фазометрів і алгоритм калібрування. Показано, що запропонований метод дозволив знизити нелінійність фазової характеристики фазометрів у діапазоні 0–360 градусів до значення менше ніж 1 градус.

4. Проведено випробування фазометрів і апробацію методу однозначного вимірювання фази у двочастотному гетеродинному інтерферометрі. Показано, що створення цього каналу дозволило проводити однозначні вимірювання взаємного фазового набігу між вимірювальними каналами у реальному масштабі часу.

4 ФАЗОВА СИНХРОНІЗАЦІЯ ЛАВИННО-ПРОЛІТНИХ ДІОДНИХ ПОМНОЖУВАЧІВ У ДВОЧАСТОТНОМУ ОДНОЗНАЧНОМУ ГЕТЕРОДИННОМУ ІНТЕРФЕРОМЕТРІ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

Успішне вивчення фізичних процесів у плазмі багато в чому визначається освоєнням і розвитком методів діагностики плазми. Серед використовуваних діагностичних методик важливе місце займає мікрохвильова інтерферометрія, призначена для вимірювання однієї з найважливіших характеристик плазми – її електронної щільності. Розвиток цього методу діагностики йде шляхом освоєння більш високих діапазонів зондувальних випромінювань, створення нових джерел сигналів, удосконалення схем інтерферометрів, розробки методів обробки та інтерпретації отриманих даних у процесі дослідження плазмових об'єктів.

У розділі 3 наведено опис ідеї та принципу роботи інтерферометра з «однозначним» каналом вимірювання фази. У цьому інтерферометрі зондувальні сигнали на частотах $f_1 = 131$ ГГц та $f_2 = 133$ ГГц генеруються ЛПД-генераторами.

Слід сказати, що у зв'язку з обмеженими діагностичними можливостями першого варіанту інтерферометра, пов'язаними з досить високим рівнем фазових шумів і низькою тривалою стабільністю частоти генераторів на ЛПД, а також збільшенням електронної концентрації плазми у токамаці COMPASS, викликаних застосуванням додаткового нагріву плазми за допомогою інжектора нейтральних пучків (NBI), постало завдання створення однозначного інтерферометра на більш високих частотах зондування та з більш високими технічними характеристиками.

Аналіз результатів досліджень джерел НВЧ сигналів ВА, виконаних на задавальних мікрохвильових генераторах, стабілізованих діелектричними резонаторами, НВЧ підсилювачах потужності й активних ЛПД-помножувачах частоти, наведених у розділі 2 дисертації, показав, що це завдання може бути

вирішене шляхом створення інтерферометра з фазовою синхронізацією частоти таких НВЧ джерел сигналів.

У даному розділі наведено результати дослідження та реалізації методу однозначного вимірювання фази, запропонованого у розділі 3, у двочастотному гетеродинному інтерферометрі на ЛПД-помножувачах частоти з фазовою синхронізацією, фазометрах на програмованих логічних матрицях і системах цифрової обробки сигналів, котрий працює на частотах 138,9 ГГц і 139,6 ГГц [94, 95].

4.1 Методи побудови та реалізації інтерферометра з фазовою синхронізацією передавальних і приймальних пристроїв

Одним із головних завдань під час розробки схеми нового інтерферометра було завдання побудови його схеми на сучасній елементній базі мікрохвильової та мікропроцесорної техніки, а саме твердотільних приймально-передавальних пристроїв міліметрового діапазону, цифрових інтегральних систем фазового автопідстроювання частоти, фазового детектування, обробки та передачі сигналів.

На рис. 4.1 наведено спрощену структурну схему нового гетеродинного інтерферометра двоміліметрового діапазону, розробленого для діагностики плазми у токамаці «COMPASS». У запропонованій схемі інтерферометра, так само як і в однозначному інтерферометрі, дослідженому у розділі 3, використовуються дві частоти для формування «однозначного» каналу фазових вимірювань.

Як видно з рис. 4.1, до складу інтерферометра входять: два приймально-передавальні блоки (ППБ) міліметрового діапазону, позначені як ППБ 1 (139,6 ГГц) та ППБ 2 (138,9 ГГц), дві системи ФАПЧ, розташовані у блоках ФАПЧ 1 (6,98 ГГц) та ФАПЧ 2 (6,945 ГГц), два гетеродинні приймачі (Приймач 1 і 2), блок генераторів опорних частот (БГОЧ), триканальний фазометр і блок цифрової обробки сигналів (БЦОС).

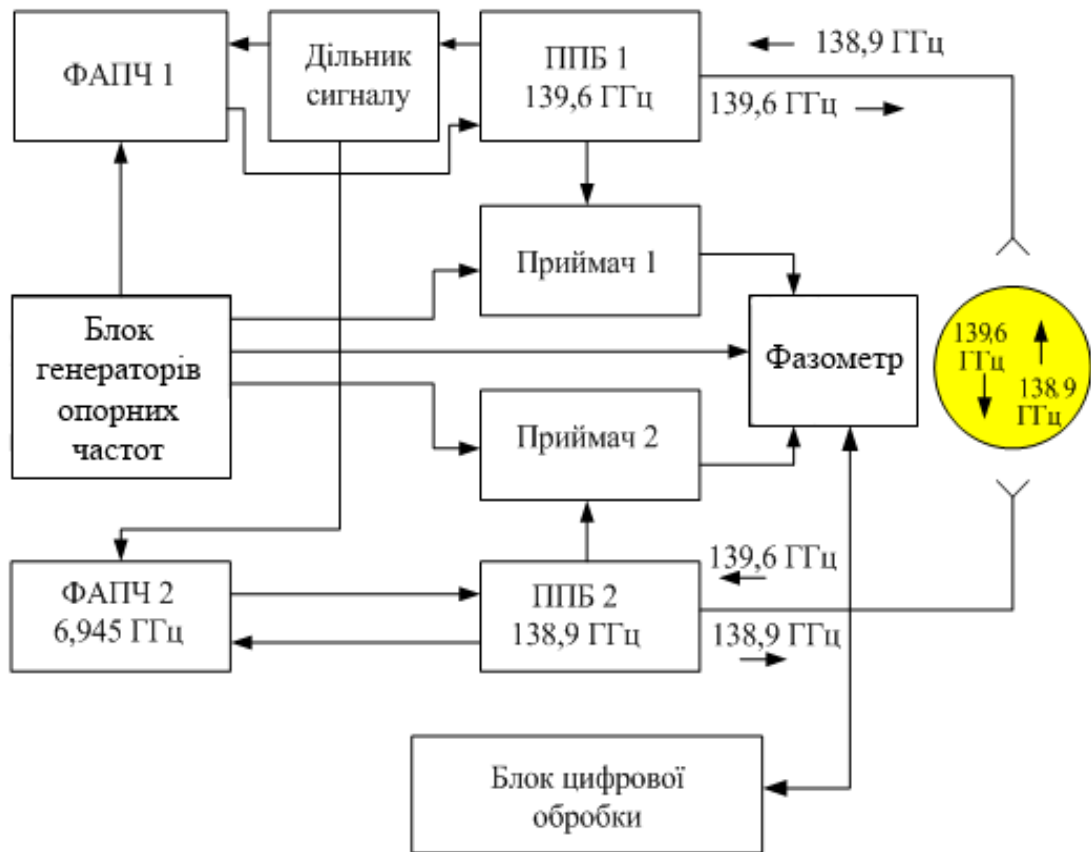


Рисунок 4.1 – Спрощена структурна схема гетеродинного інтерферометра

Вибір частот вимірювальних каналів залежить від умов роботи інтерферометра у конкретній установці термоядерного синтезу: максимально досяжної щільності плазми та геометричних розмірів плазмового шнура. У токамаці «COMPASS» у режимі додаткового нагріву електронна щільність плазми сягає $10 \times 10^{19} \text{ м}^{-3}$. За такої щільності сумарний фазовий набіг на частоті 139,9 ГГц сягає $40 \times 360^\circ$. Для забезпечення режиму однозначного вимірювання фази в «однозначному» каналі фазометру обрана різницева частота вимірювальних каналів ($F_{nч1}$) дорівнює 698 МГц.

Сигнали для зондування плазми на частотах 139,6 ГГц і 138,9 ГГц формуються у приймально-передавальних блоках ППБ 1 і ППБ 2 за допомогою двох ГКН, які працюють на фіксованих частотах $F_{ГКН1} = 6,98 \text{ ГГц}$ і $F_{ГКН2} = 6,945 \text{ ГГц}$. Після підсилення та множення у помножувачах із кратністю

множення $n = 20$ обидва сигнали спрямовуються по хвилеводах і рупорних антенах до камери токамака назустріч один одному.

Робочі частоти ГКН стабілізовані системами ФАПЧ, розташованими у блоках ФАПЧ 1 та ФАПЧ 2.

Після проходження через плазму сигнали надходять на змішувачі, розташовані у приймально-передавальних блоках ППБ 1 і ППБ 2, де перетворюються у сигнали першої проміжної частоти $F_{nч1} = 698$ МГц.

Сигнали $F_{nч1}$ після попереднього підсилення у блоках прийомопередавачів надходять до Приймачів 1 і 2, де перетворюються у частоту $F_{nч2} = 10,7$ МГц. З блоків приймачів сигнали надходять на вхід триканального фазометру, що містить три ФД, два з яких вимірюють швидкі зміни фази хвиль, котрі пройшли через плазму на частотах зондуючих сигналів, а третій ФД вимірює взаємну різницю фаз цих хвиль.

Частоти сигналів усіх аналогових і цифрових генераторів, гетеродинів приймальних пристроїв і фазових детекторів інтерферометра синхронізуються за допомогою сигналів, створюваних у БГОЧ.

Для проведення однозначних вимірювань фази та відновлення профілю щільності плазми сигнали цифрових фазових детекторів обробляються у БЦОС та передаються по оптичному каналу до системи діагностики й управління плазмою.

4.2 Принцип роботи та структура двочастотного інтерферометра

У даному підрозділі наведено структурні схеми (рисунок 4.2) і опис роботи основних блоків двочастотного інтерферометра, призначення яких наведено у підрозділі 4.1.

4.2.1 Приймально-передавальні блоки гетеродинного інтерферометра

До складу блоку ППБ 1 входить ГКН 1 з центральною частотою 6,98 ГГц, підсилювач потужності, активний ЛПД-помножувач високої кратності, смуговий фільтр і змішувач прохідного типу.

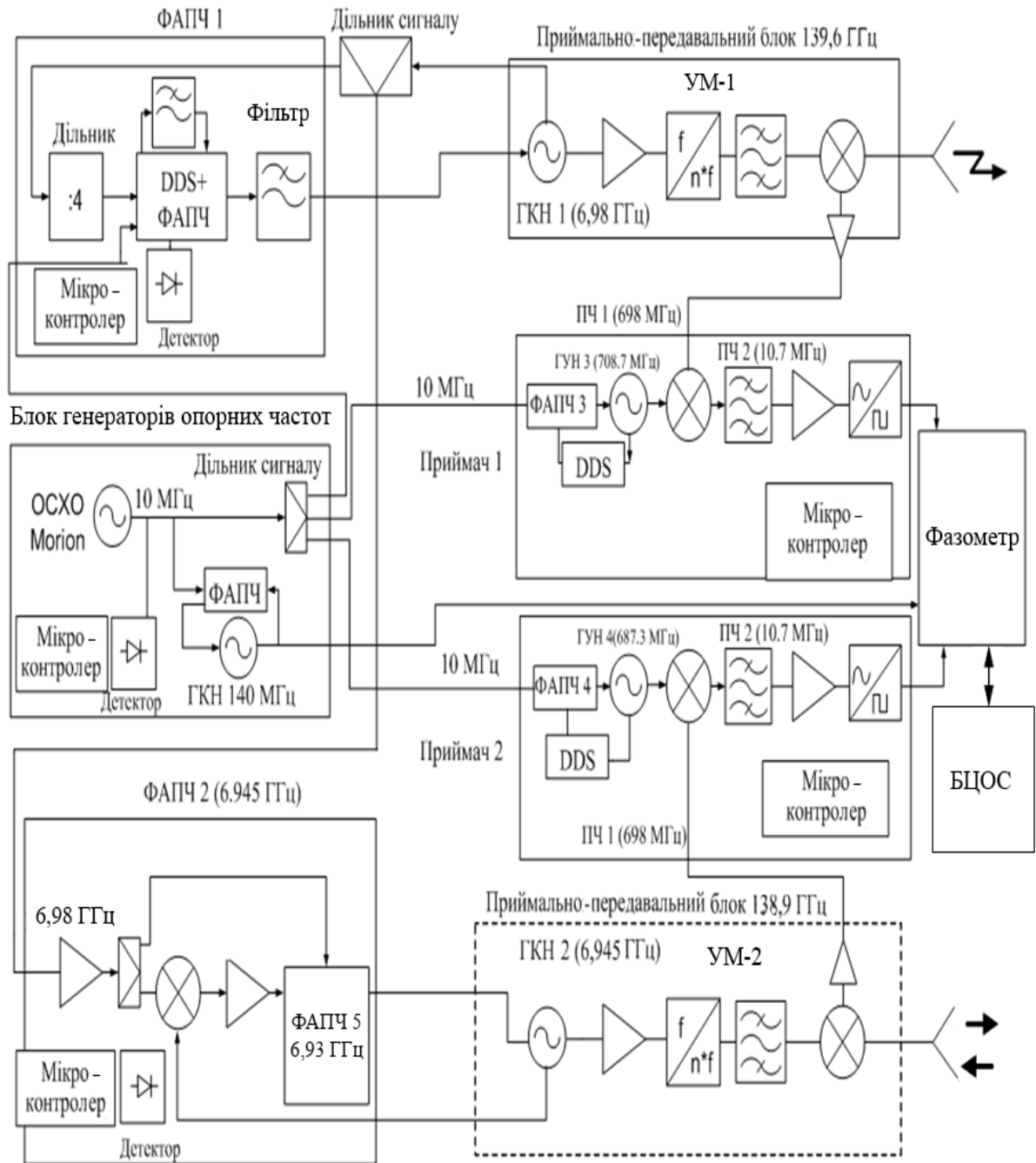


Рисунок 4.2 – Розширена структурна схема двочастотного інтерферометра міліметрового діапазону

Сигнал ГКН 1 з центральною частотою $f = 6,98$ ГГц подається на підсилювач потужності та помножувач частоти високої кратності (УМ-1) з коефіцієнтом множення $K_{ум} = 20$. Помножувач частоти виконано на спеціальному ЛПД. На виході помножувача виділяється сигнал із частотою $f = 139,6$ ГГц. Цей сигнал через смуговий фільтр і балансні змішувачі

прохідного типу спрямовується по хвилеводу до камери токамака. Частина енергії, що проходить через прохідний змішувач, використовується як сигнал гетеродина.

Як ГКН використовувалися високостабільні генератори сантиметрового діапазону з вихідною потужністю < 22 мВт. Частоти генерації ГКН стабілізуються діелектричними резонаторами, а перебудова частоти здійснюється за допомогою варикапів. Технічні характеристики ГКН 1 та ГКН 2 наведено у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Технічні характеристики ГКН 1 та ГКН 2

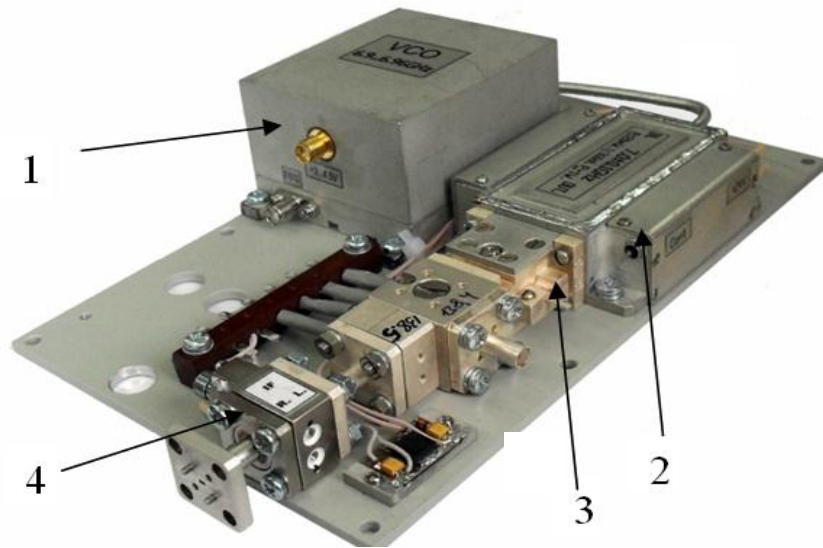
Найменування	ГКН 1	ГКН 2
Діапазон перестроювання частоти f , ГГц	6,9747...7,0151	6,901...6,9553
Вихідна потужність, мВт	20...22	20...22
Фазовий шум за відбудови на 10 кГц, дБн	- 80	- 80
Рівень сигналу по виходу ($f/512$)	TTL	TTL
Напруга управління, В	3...4,5	3,3...4,5

Технічні характеристики ППБ 1 та ППБ 2 наведено у таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Технічні характеристики приймально-передавальних блоків ППБ 1 и ППБ 2 міліметрового діапазону

Найменування	Величина	
	ППБ 1	ППБ 2
Діапазон робочих частот, ГГц	$139,6 \pm 0,2$	$138,9 \pm 0,2$
Вихідна потужність, мВт	$5,08 \pm 0,15$	$5,53 \pm 0,2$
Вхідна потужність, мВт	≤ 20	≤ 20
Коефіцієнт передачі балансного змішувача з підсилювачем, дБ	0,7	3,5
Коефіцієнт підсилення підсилювача ПЧ, дБ	15	15

Фотографія одного з ППБ представлена на рис. 4.3.



1 – ГКН; 2 – підсилювач потужності; 3 – помножувач частоти;
4 – балансний змішувач прохідного типу

Рисунок 4.3 – Фотографія приймально-передавального блоку

4.2.2 Системи фазового автопідстроювання частоти ФАПЧ 1 і ФАПЧ 2

Система ФАПЧ 1 слугує для управління та стабілізації частоти ГКН 1 приймально-передавального блоку ППБ 1. Вона складається з дільника частоти з коефіцієнтом ділення 4, цифрового синтезатора прямого синтезу частоти (DDS) з центральною частотою 7,008 ГГц, цифрової системи ФАПЧ, фільтру нижніх частот із частотою зрізу 10 МГц і мікропроцесора. Синтезатор DDS і система ФАПЧ входять до складу мікросхеми AD9856.

Частина сигналу ГКН 1 з виходу, позначеного як « $f/512$ », надходить на вхідний дільник системи ФАПЧ 1 і далі на вхід DDS. У цій схемі сигнал з ГКН є джерелом тактових імпульсів для кіл DDS, а DDS виступає у ролі керованого лічильника дільника з коефіцієнтом ділення $1 \dots 2^{48}$. На виході такого дільника формується сигнал, який після фільтрації бічних частот надходить на фазовий детектор системи ФАПЧ, де відбувається порівняння фази сигналу кварцового

генератора опорних частот 10 МГц, розташованого у БГОЧ, із фазою сигналу ГКН 1, розділеного у колах дільника частоти та DDS.

Центральна частота генератора ГКН 1 (6,98 ГГц) не є кратною частоті опорного генератора. Для отримання дробових коефіцієнтів системи ФАПЧ використано схему з DDS як дільник частоти у колі каналу зворотного зв'язку. Використана схема є альтернативою ФАПЧ із дробовими коефіцієнтами ділення. На відміну від ФАПЧ із дробовими коефіцієнтами використана схема забезпечує малий крок перестроювання частоти, більш рівномірну сітку генерованих частот і нижчий рівень фазових шумів.

Сформований на виході фазового детектора сигнал помилки згладжується погодженим фільтром. Сформована аналогова напруга, пропорційна до різниці фаз, подається на вхід управління частотою ГКН 1, замикаючи таким чином кільце фазового автопідстроювання частоти ГКН 1 і прив'язуючи його фазу та, як наслідок, фазу вихідного зондувального сигналу першого (основного) каналу діапазону 139,6 ГГц до фази високостабільного опорного генератора, розташованого у БГОЧ.

Роботою генератора DDS керує мікроконтролер.

Під час розробки схеми двочастотного гетеродинного інтерферометра стояло завдання формування другого зондувального сигналу, когерентного сигналу першого зондувального джерела. Ця умова накладає підвищені вимоги до взаємної фазової нестабільності задавальних генераторів ГКН 1 і ГКН 2 джерел зондувальних сигналів.

Аналіз і дослідження альтернативної схеми двочастотного інтерферометра з двома задавальними генераторами на основі синтезаторів частоти показав, що у такій схемі складно досягти необхідного рівня стабільності фазового зсуву між каналами, що виникає через накопичення взаємної часової нестабільності частоти двох задавальних синтезаторів.

Щоб уникнути вказаної взаємної фазової нестабільності джерел зондувальних сигналів, було розроблено схему, в якій частота задавального генератора другого каналу ГКН 2 синхронізувалася сигналом ГКН 1 за

допомогою системи ФАПЧ 2. Структурну схему системи ФАПЧ 2 наведено на рис. 4.2.

ФАПЧ 2 складається з підсилювача частоти 6,98 ГГц, дільника сигналу, змішувача, підсилювача проміжної частоти $F_{пч} = 78,75$ МГц, ФАПЧ (6,93 ГГц) та мікропроцесора.

На відміну від схеми формування частоти опорного сигналу методом прямого синтезу, як це виконано у першому джерелі, частина сигналу першого задавального генератора (ГКН 1) відгалужується та після підсилення подається на вхід змішувача у блоці ФАПЧ 2. Гетеродином цього змішувача є ГКН 2 (6,945 ГГц). У результаті на виході змішувача формується сигнал різницевої частоти, що дорівнює різниці частот $f_1 = 6,98$ ГГц та $f_2 = 6,945$ ГГц.

Після виходу з фазового детектора системи ФАПЧ 2 сигнал помилки фільтрується та подається у вигляді постійної напруги на вхід управління частотою ГКН 2. У результаті застосування такої схеми було отримано керований генератор (ГКН 2), пов'язаний по фазі з ведучим генератором (ГКН 1).

Сигнал із виходу ГКН 2 подається на помножувач частоти УМ-2 із коефіцієнтом множення $K_{ум} = 20$, аналогічний помножувачу УМ-1 ведучого каналу. Після множення на виході ППБ 2 формується сигнал, когерентний сигналу ППБ 1, що відстроєний від частоти ППБ 1 на величину першої проміжної частоти $F_{пч1} = 698$ МГц.

4.2.3 Гетеродинні приймачі

Як впливає зі структурної схеми, наведеної на рис. 4.1, до складу інтерферометра входять два ідентичні гетеродинні приймачі (Приймач 1 і 2). До складу приймачів входять змішувачі для другого перетворення частоти, гетеродинні генератори, керовані напругою (ГКН 3 і ГКН 4), частоти яких стабілізуються системами ФАПЧ 3 і 4, смугові фільтри та підсилювачі другої проміжної частоти $F_{пч2} = 10,7$ МГц і мікроконтролер.

Сигнали першої проміжної частоти $F_{ПЧ1} = 698$ МГц надходять на змішувачі Приймачів 1 і 2, де після змішування з сигналами гетеродинів перетворюються на сигнали другої проміжної частоти $F_{ПЧ2} = 10,7$ МГц. Системи ФАПЧ 3 і 4 побудовані за схемою з використанням DDS як дільників частоти. Приймачі 1 і 2 відрізняються за частотами гетеродинів: $F_{ГКН3} = 708,7$ МГц і $F_{ГКН4} = 687,3$ МГц. Така схема вибрана для формування зворотного відношення перетворених вимірювальних частот. Більш детальний опис цього процесу наведено у підрозділі 4.4.

4.2.4 Триканальний фазометр на програмованих логічних матрицях

Триканальний фазометр для нового інтерферометра було реалізовано на системі з шести фазових детекторів XC2C128 фірми Xilinx, структурну схему та принцип роботи якого наведено у підрозділі 3.5 і роботі [93].

Триканальний фазометр на основі ПЛМ було встановлено у схему інтерферометра (див. рис. 4.2), де на його входи після другого перетворення частоти ($F_{ПЧ2} = 10,7$ МГц) надходили сигнали прийомних каналів 1, 2 і БГОЧ. Для експериментального дослідження та калібрування фазової характеристики фазометра було використано стенд, аналогічний описаному в підрозділі 3.5.

У процесі експерименту сигнали інтерферометра на частотах 139,6 ГГц і 138,9 ГГц випромінювалися у напрямку кутикового відбивача, який переміщувався по напрямній. Переміщення відбивача дозволили змоделювати взаємний фазовий зсув між каналами 139,6 ГГц і 138,9 ГГц.

Результати випробувань триканального фазометра на основі ПЛМ у складі гетеродинного інтерферометра з фазовою синхронізацією передавальних і приймальних пристроїв продемонстрували можливість однозначного вимірювання фази у режимі реального часу.

4.3 Формування «однозначного» каналу вимірювання фази в інтерферометрі з фазовою синхронізацією передавальних і приймальних пристроїв

Інтерферометр має у своєму складі два джерела сигналів міліметрових хвиль, які працюють на фіксованих частотах $f_1 = 138,9$ ГГц і $f_2 = 139,6$ ГГц $= (f_1 + \Delta f)$. Обидві хвилі f_1 і f_2 використовуються як вимірювальні хвилі, що проходять через однакові хвилеводні тракти, у тому числі і досліджувану плазму, але при цьому поширюються у протилежних напрямках (рупорна антена для випромінювання сигналу на частоті f_1 одночасно слугує для прийому сигналу частоти f_2 і навпаки).

Таким чином, формуються дві вимірювальні НВЧ-хвилі: одна, що несе інформацію про додатковий фазовий зсув φ_1 , викликаний плазмою, і що приймається на зондувальній частоті $f_1 = 138,9$ ГГц; і друга, з фазовим зсувом φ_2 , викликаним тією ж плазмою, але що приймається на зондувальній частоті $f_2 = 139,6$ ГГц. Фазові зсуви φ_1 і φ_2 обох хвиль відрізняються не набагато ($\varphi_1 > \varphi_2$). Різниця $(\varphi_1 - \varphi_2)$ є у 199 разів меншою, ніж середнє значення фази $\varphi_{cp} = (\varphi_1 + \varphi_2) / 2$ (цей коефіцієнт визначається з відношення $\Delta f / f_{cp} = 0,7$ ГГц / 139,250 ГГц).

Обидві вимірювальні хвилі f_1 і f_2 сумуються окремо з частотами f_2 і f_1 , які є опорними хвилями, у двох балансних змішувачах, розташованих у блоках ППБ 1 і ППБ 2.

Перша вимірювальна хвиля з $f_1 = 138,9$ ГГц складається у першому змішувачі з другою опорною хвилею $f_2 = 139,6$ ГГц, а друга вимірювальна хвиля з $f_2 = 139,6$ ГГц складається у другому змішувачі з першою опорною хвилею з $f_1 = 138,9$ ГГц.

Таким чином, відношення вимірювальної та опорної частот у першому випадку $f_{вим} / f_{оп} < 1$, а у другому – $f_{вим} / f_{оп} > 1$.

У результаті інтерференції створюються дві НВЧ-радіохвилі, промодульовані за законом косинусу з частотою биттів Δf , які несуть фазовий зсув φ , породжуваний плазмою.

Проте, протилежне співвідношення вимірювальних і опорних частот призводить до того, що тоді як фаза φ_2 перетвориться у фазу першої проміжної частоти з позитивним знаком (тобто $+\varphi_2$), фаза φ_1 перетвориться у фазу ПЧ із негативним знаком (тобто $-\varphi_1$).

У разі вимірювання фази на першій проміжній частоті 698 МГц фазовий детектор, що застосовується для визначення взаємної фази цих хвиль, дасть нам звісно подвійне значення фази φ_1 або φ_2 (суму обох фазових зсувів). Вимірювання сумарного зсуву звичайно не має сенсу.

Ідея однозначного інтерферометра полягає у тому, щоб вимірювати дуже малі різниці фаз φ_1 і φ_2 , а не їх суму, щоб уникнути впливу стрибків фаз φ_1 і φ_2 , які перевищують 2π , котрі можуть виникати у плазмі. У токамаці «COMPASS» нині спостерігається до 40 таких стрибків фази (див. рис. 3.2).

Небажана проблема, пов'язана з протилежними знаками фазових зсувів φ_1 і φ_2 , які трансформуються у перші проміжні частоти 698 МГц, вирішується у схемі «однозначного» інтерферометра шляхом застосування аналогічного фізичного механізму – формування зворотного відношення перетворених вимірювальних і опорних частот, тобто формування ПЧ ще раз, шляхом другого перетворення обох перших проміжних частот (які несуть плазмові фазові зсуви, $+\varphi_2$ і $-\varphi_1$).

Друге перетворення здійснюється у блоках Приймач 1 і Приймач 2. Для цього використовуються два опорних гетеродина: ГКН 3 із частотою $F_{ГКН3} = 708,7$ МГц і ГКН 4 з частотою $F_{ГКН4} = 687,3$ МГц.

Ці сигнали після підсилення надходять на змішувачі другого перетворення частоти (ЗМ 3 та ЗМ 4) для змішування з різницеvim сигналом вимірювальних хвиль 698 МГц. Для хвилі з фазовим зсувом $+\varphi_2$ використовується нижня опорна частота (687,3 МГц), а для хвилі з фазовим зсувом $-\varphi_1$ – верхня опорна частота (708,7 МГц).

Після другого перетворення виникають два сигнали з однаковою проміжною частотою 10,7 МГц. Один з них має зсув фази $+ \varphi_2$, а другий: $+ \varphi_1$, які після підсилення надходять на триканальний фазометр, що вимірює різницю фаз ($\varphi_1 - \varphi_2$).

Для проведення однозначних вимірювань фази та відновлення профілю щільності плазми сигнали цифрових фазових детекторів обробляються у БЦОС і передаються по оптичному каналу до системи діагностики та управління плазмою.

4.4 Вимірювання щільності плазми у реальному масштабі часу

Інтерферометр є частиною системи, яка працює у режимі реального часу, з функціями прийняття рішення про знаходження величини щільності плазми у заздалегідь заданих інтервалах і видачі сигналу на розігрів або охолодження плазми. До складу інтерферометра включено також систему, яка записує множинні параметри на жорсткий диск комп'ютера, що дозволяє у режимі розділеного часу проводити дослідження процесів, які відбувалися у плазмі.

На рис. 4.4 наведено фотографію двочастотного «однозначного» гетеродинного інтерферометра міліметрового діапазону у складі вимірювального стенда.

Після завершення лабораторних випробувань інтерферометра було проведено його випробування на токамаці «COMPASS-D» у процесі вимірювання щільності плазми у реальному масштабі часу та виконані порівняння результатів вимірювань із даними, отриманими за допомогою іншого типу діагностики щільності, заснованого на вимірюванні томпсонівського розсіювання плазми. Діагностична система за методом томпсонівського розсіювання не працює у режимі реального часу. Результати вимірювань цієї системи можна отримати тільки після пост-обробки даних вимірювань.



Рисунок 4.4 – Фотографія двочастотного «однозначного» гетеродинного інтерферометра міліметрового діапазону

На рис. 4.5 наведено результати вимірювання інтегральної щільності плазми, виміряні за допомогою однозначного інтерферометра (крива 1) і за методом томпсонівського розсіювання (крива 2). На горизонтальній осі відкладені значення тривалості плазмового розряду, а на вертикальній – щільності плазми. Як випливає з графіків, вимірювання щільності за допомогою інтерферометра здійснюються безперервно в усьому інтервалі часу життя плазми. Крива 2 побудована після обробки результатів вимірювань томпсонівського розсіювання. Як випливає з графіків, інтерферометр є більш інформативним інструментом для вимірювання щільності плазми у реальному масштабі часу й управління плазмою, ніж інша система вимірювання щільності, використовувана у токамаці. Як показав аналіз результатів дослідження інтерферометра, він забезпечує вимірювання фази у межах $0-720^\circ$ до величини щільності плазми $10 \times 10^{19} \text{ м}^{-3}$ із часовою роздільною здатністю 100 мкс.

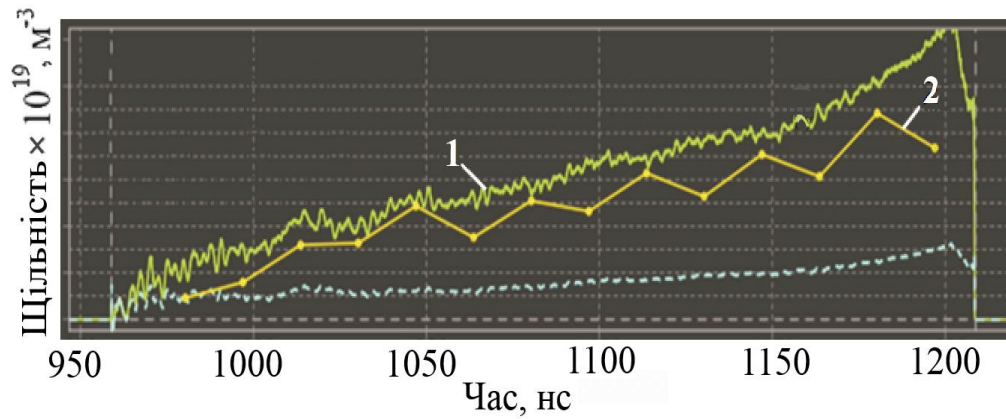


Рисунок 4.5 – Результати вимірювання інтегральної щільності плазми, отримані за допомогою «однозначного» інтерферометра (крива 1) і за методом томпсонівського розсіювання (крива 2)

Виконано порівняння результатів вимірювань інтегральної щільності плазми, отриманих із застосуванням двох розроблених інтерферометрів 133 ГГц (крива 1) і 140 ГГц (крива 2) у одній і тій же установці токамак (рис. 4.6).

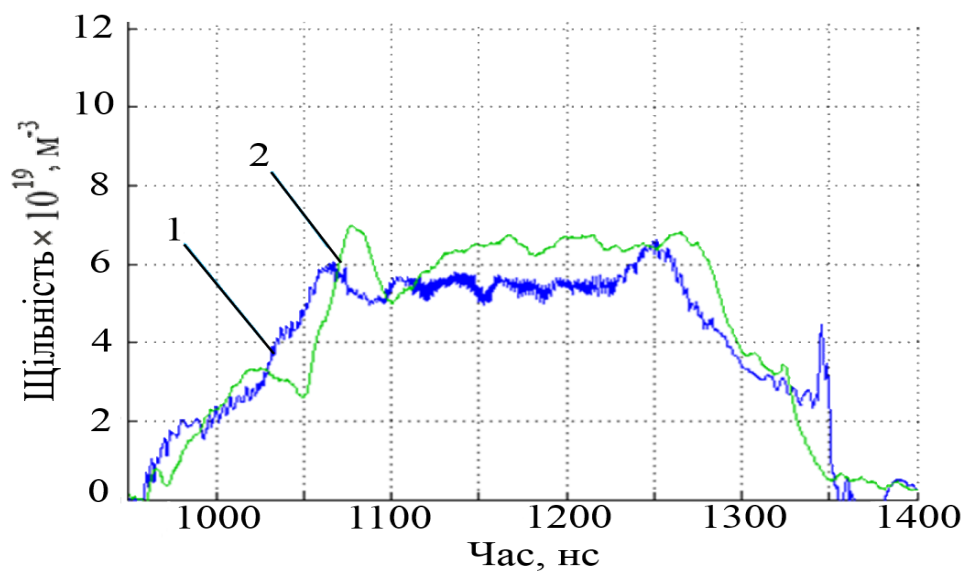


Рисунок 4.6 – Результати вимірювання інтегральної щільності плазми, отримані за допомогою інтерферометрів 133 ГГц (крива 1) і 140 ГГц (крива 2)

Токамак «COMPASS-D» в Інституті фізики плазми у Празі оснащено двоміліметровим інтерферометром, який дає можливість вимірювати середні значення лінійної щільності електронів до $10 \times 10^{19} \text{ м}^{-3}$ [95]. Токамак «COMPASS-U» із сильним магнітним полем буде спроектовано та побудовано для заміни «COMPASS-D». Більш висока лінійна середня щільність плазми у токамаці «COMPASS-U», близько $5 \times 10^{20} \text{ м}^{-3}$, вимагає розробки нової конструкції інтерферометра. Це забезпечить вимірювання у широкому діапазоні щільності та дозволить контролювати щільність газової суміші у режимі реального часу.

У роботах [96, 97] запропоновано рішення створення однозначного інтерферометра на основі схеми, наведеної на рис. 4.2, але для роботи у терагерцовому діапазоні на частоті 400 ГГц. Система буде використовувати два терагерцових прийомо-передавача із близькими довжинами хвиль і буде відповідати принципу однозначного вимірювання. Проведено оцінку корекцій сигналу, які відповідають ефектам нелінійності, викликаним показником заломлення плазми. Для моделювання поширення зондувальних хвиль у плазмі у токамаці «COMPASS-U» використовувалася програма FIESTA-8.

4.5 Висновки до розділу 4

1. Представлені результати розробки та дослідження двочастотного однозначного гетеродинного інтерферометра двоміліметрового діапазону, призначеного для вимірювання лінійної інтегральної концентрації електронів високотемпературної плазми у режимі реального часу.

2. Розроблено та досліджено принцип формування «однозначного» каналу вимірювання фази в інтерферометрі з фазовою синхронізацією передавальних і приймальних пристроїв, заснованих на високостабільних мікрохвильових задавальних генераторах із ДР і ЛПД-помножувачах частоти.

3. Вперше досліджено приймальні пристрої на основі змішувачів прохідного типу міліметрового діапазону. Показано, що застосування таких змішувачів дозволило істотно спростити схему та габарити мікрохвильової частини інтерферометра без помітного зниження енергетичного потенціалу приймально-передавальних пристроїв.

4. Проведено порівняльні вимірювання інтегральної електронної щільності плазми за допомогою двочастотного однозначного гетеродинного інтерферометра міліметрового діапазону та за методом томпсонівського розсіювання. Показано, що вимірювання щільності за допомогою інтерферометра здійснюються безперервно в усьому інтервалі часу життя плазми на відміну від системи діагностики, використовуваної у токамаці.

5. Випробування інтерферометра продемонстрували можливість вимірювання щільності плазми у режимі реального часу до пікової щільності плазми $10 \times 10^{19} \text{ м}^{-3}$ із часовою роздільною здатністю 100 мкс без неоднозначностей вимірювання.

6. Інтерферометр є частиною системи діагностики, що працює у режимі реального часу, з функціями прийняття рішення про знаходження величини щільності плазми у заздалегідь заданих інтервалах і видачі сигналу на розігрів або охолодження плазми.

7. Запропоновано рішення створення однозначного інтерферометра для роботи у терагерцовому діапазоні на частоті 400 ГГц.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі запропоновані та реалізовані метод фазової синхронізації частоти твердотільних джерел випромінювання у короткохвильовій частині міліметрового діапазону довжин хвиль і метод однозначного вимірювання фази для інтерферометрії високотемпературної плазми у режимі реального часу.

Основні наукові та практичні результати дисертаційної роботи полягають у наступному:

1. Запропоновано та реалізовано методику фазової синхронізації активних ЛПД-помножувачів частоти високої кратності множення у гетеродинному векторному аналізаторі двоміліметрового діапазону. Показано, що застосування методики верхньої синхронізації частот помножувальних джерел, заснованого на порівнянні фаз вихідних сигналів, дозволило досягти у гетеродинному ВА точності вимірювання фази $0,1^\circ$, динамічного діапазону 80 дБ і частотної роздільної здатності ~ 100 Гц.

2. На основі мікрохвильових генераторів з діелектричними резонаторами і ЛПД-помножувачів частоти з ФАПЧ створено синтезатор частоти чотирьохміліметрового діапазону. Встановлено, що застосування синтезатора у квазіоптичному ЕПР-спектрометрі підвищило точність вимірювання спектрів поглинання магнітних зразків. Застосування синтезатора у Державному стандарті одиниці ЕРС і напруги як джерела опромінення матриці контактів Джозефсона підвищило точність еталона на 3 порядки.

3. Для вимірювання лінійної інтегральної концентрації електронів високотемпературної плазми у реальному масштабі часу запропоновано метод однозначного вимірювання фази у двочастотному гетеродинному інтерферометрі двоміліметрового діапазону, що дозволило вимірювати великі фазові набіги та проводити вимірювання пікової щільності плазми до

$10 \times 10^{19} \text{ м}^{-3}$ із часовою роздільною здатністю 100 мкс без неоднозначностей вимірювання.

4. Запропоновано методику лінеаризації фазової характеристики й алгоритми калібрування фазометрів інтерферометра, засновані на застосуванні вагових функцій і сумарно-різницевого аналізу. Показано, що запропоновані методи дозволили знизити нелінійність фазової характеристики до значення менше 1 градуса у діапазоні 0–360°.

5. У ході виконання роботи проведено апробацію запропонованих методів на експериментальних зразках гетеродинного векторного аналізатора та двочастотного однозначного інтерферометра, а також ЕПР-спектрометра міліметрового діапазону під час досліджень характеристик високодобротних відкритих резонаторів, ЕПР спектрів магнетиків і вимірювання лінійної інтегральної концентрації електронів високотемпературної плазми у режимі реального часу.

6. Запропоновано схемне рішення та проведене моделювання роботи однозначного інтерферометра в установці токамак «COMPASS-U» у терагерцовому діапазоні на частоті 400 ГГц.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Гусинский А. В. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн: монография. В 3 ч., ч. 2, кн. 2 / А. В. Гусинский, Г. А. Шаров, А. М. Кострикин. – Минск: БГУИР, 2008. – 240 с.
2. McMillan R. W. A millimeter wave frequency synthesizer covering the 40–60 GHz waveguide band / R. W. McMillan, S. M. Sharpe, S. Seals // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. – October, 1986. – Vol. 7, № 9. – PP.1261–1280.
3. Krupnov A. V. Commercial frequency synthesizer of 118 GHz–178 GHz range / A. V. Krupnov, O. P. Pavlovsky // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. – 1994. – Vol. 15, № 10. – PP. 1611–1624.
4. Шестопалов В. П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 2. Источники. Элементная база. Радиосистемы. – Киев: Наук. думка, 1985. – 256 с.
5. Генераторы дифракционного излучения / Под. ред. В. П. Шестопалова. – Киев: Наук. думка, 1991. – 316 с.
6. Белов С. П. Субмиллиметровый газовый спектрометр РАД третьего поколения: препр. / С. П. Белов, В. М. Демкин, В. И. Пученкин, М. Ю.Третьяков. – Горький: АН СССР. Ин-т прикладной физики; №201, 1988. – 24 с.
7. Krupnov A. F. Modern Millimeter-Wave Resonator Spectroscopy of Broad Lines / A. F. Krupnov, M. Yu. Tretyakov, V. V. Parshin, V. N. Shanin, S. E. Myasnikova // *J. Mol. Spectrosc.* – 2000. – Vol. 202, Is. 1. – PP. 107–115.
8. Tretyakov M. Yu. Extension of the range of resonator scanning spectrometer into submillimeter band and some perspectives of its further developments / M. Yu. Tretyakov, V. V. Parshin, M. A. Koshelev, A. P. Shkaev, A. F. Krupnov // *J. Mol. Spectrosc.* – 2006. – Vol. 238, Is. 1. – PP. 91–97.
9. Belov S. P. Microwave study of the submillimeter spectrum of the H₂O HF dimer / S. P. Belov, V. M. Demkin, N. F. Zobov, E. N. Karyakin,

A. F. Krupnov, I. N. Kozin, O. L. Polyansky, M. Yu. Tretyakov // *J. Mol. Spectrosc.* – 2007. – Vol. 241, Is. 2. – PP. 124–135.

10. Lewen F. Phase locked backward wave oscillator pulsed beam spectrometer in the submillimeter wave range / F. Lewen, R. Gendriesch, I. Pak, D. G. Paveliev, M. Hepp, R. Schieder, G. Winnewisser // *Rev. Sci. Instrum.* – 1998. – Vol. 69, № 1. – PP. 32–39.

11. Winnewisser G. Spectroscopy in the terahertz region / G. Winnewisser // *Vibrational spectroscopy.* – 1995. – Vol. 8, Is. 2. – PP. 241–253.

12. Petkie D. T. Submillimeter spectroscopic technique / D. T. Petkie, T. M. Goyette, R. P. A. Bettens, S. P. Belov // *Rev. Sci. Instrum.* – 1997. – Vol. 68, № 4. – PP. 1675–1683.

13. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. – Analog Devices, Inc., 1999. – 122 p. – Режим доступа: <http://www.ieee.li/pdf/essay/dds.pdf>.

14. 1 GSPS Direct Digital Synthesizer with 14-Bit DAC. – Analog Devices, Inc., 2007–2010. – 40 p. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9912.pdf.

15. Алексеев Е. А. Синтезатор прямого цифрового синтеза в микроволновой спектроскопии / Е. А. Алексеев, В. В. Захаренко // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2007. – Т. 12, № 2. – С. 205–213.

16. Алексеев Е. А. Высокоточный радиоспектрометр с субдоплеровским спектральным разрешением / Е. А. Алексеев, В. В. Илюшин, А. А. Мещеряков // *Радиофизика и радиоастрономия.* – 2014. – Т. 19, № 4. – С. 364–374.

17. Гусинский А. В. Векторные анализаторы цепей миллиметровых волн: монография. В 3 ч., ч. 2, кн. 1 / А. В. Гусинский, Г. А. Шаров, А. М. Кострикин. – Минск: БГУИР, 2008. – 240 с.

18. Hewlett Packard HP8510 Network Analyzer 45 MHz to 110 GHz. – HP Technical data, 1990.

19. Microwave Network Analyzer, 45 MHz to 110 GHz. – Каталог фирмы Agilent Technologies, США, 2001.

20. Millimeter-Wave Automatic Vector Network Analyzer 4781xH, 18 GHz to 100 GHz. – Каталог фирмы Huges, США, 2002.

21. MWNA 8-350 Millimeter Vector Analyzer 8 – 350 GHz, AV Millimeter, 1992.

22. Goncharuk N.M. Sources of Oscillations of Submillimeter Range on the Base of IMPATT Multiplier / N.M. Goncharuk, A.V. Zorenko, V.V. Novozhilov, V.Ye. Chayka // International Symposium «Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves», June 7–10, 1994. – Kharkov, Ukraine. – Volume II. – PP. 407–408.

23. Дворниченко В. П. Работа ЛПД в режиме радиоимпульсного умножения частоты / В. П. Дворниченко, Н. Ф. Карушкин, С. Б. Мальцев, В. Е. Чайка // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1985. – Вып. 4 (376). – С. 40–44.

24. Zvershkovskiy I. V. Millimeter Wave Solid-State Devices / I. V. Zvershkovskiy, N. F. Karushkin M. I. Poigina // Proc. of the International Kharkov Symposium «Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves», Kharkov, June 7–10, 1994. – Kharkov: Institute of Radiophysics and Electroics NAS of Ukraine. – 1994. – Volume II. – PP. 358–359.

25. Зоренко А. В. Умножитель-преобразователь частоты на основе лавино-пролетного диода / А. В. Зоренко, А. В. Блудов, Т. В. Крицкая, В. Е. Чайка // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. – 2002. – 7, № 3. – С. 522–526.

26. Карушкин Н. Ф. Умножители частоты миллиметрового диапазона на основе полупроводниковых диодных структур / Н. Ф. Карушкин // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2018. – № 3. – С. 22–37. – <http://dx.doi.org/10.15222/ТКЕА2018.3.22>.

27. Карушкин Н. Ф. Твердотельные СВЧ-модули для радиотехнической аппаратуры и систем миллиметрового диапазона длин волн / Н. Ф. Карушкин, С. Б. Мальцев, В. А. Хитровский // Технология и

конструирование в электронной аппаратуре. – 2016. – № 1. – С. 3–7. – [https:// doi.org/10.15222/ТКЕА2016.1.0323](https://doi.org/10.15222/ТКЕА2016.1.0323).

28. Чайка В. Е. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн / В. Е. Чайка, Л. В. Касаткин. – Севастополь: Вебер, 2006. – 319 с.

29. Болтовец Н. С. 50 лет развития СВЧ-электроники в НИИ «Орион» / Н. С. Болтовец, С. Б. Мальцев, В. Г. Руденко, В. П. Рукин // Техника и приборы СВЧ. – 2011. – № 2. – С. 3–6.

30. Болтовец Н. С. Развитие полупроводниковых СВЧ-технологий в НИИ «Орион» / Н. С. Болтовец, С. Б. Мальцев // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2011. – № 1–2. – С. 65–68.

31. Звершковский И. В. Твердотельный радиолокатор ближнего действия для охраны объектов / И. В. Звершковский, Н. Ф. Карушкин, М. И. Пойгина, Ю. П. Ярешко и др. // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1999. – Т. 42, №1. – С. 3–11.

32. Хитровский В. А. Опыт разработки синтезаторов частот для современных радиолокационных систем / В. А. Хитровский, В. М. Бугай, В. И. Сидько // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2007. – № 2. – С. 4–7.

33. Schrama M. Millimeter-wave measurements of the bulk magnetoconductivity of anisotropic metals: application to the organic superconductors.-(BEDT-TTF)₂Cu(NCS)₂ and (BEDT-TTF)₂SF₅CH₂CF₂SO₃ (BEDT-TTF bis(ethylene-dithio) tetrathiafulvalene). / M. Schrama, J. Singleton, R. S. Edwards // J. Phys.: Condens. Matter. – 2001. – № 13. – PP. 2235–2261. – [www.iop.org/Journals/cm PII: S0953-8984\(01\)17937-3](http://www.iop.org/Journals/cm PII: S0953-8984(01)17937-3).

34. Hartfuss H. J. Heterodyne methods in millimetre wave plasma diagnostics with applications to ECE, interferometry and reflectometry / H. J. Hartfuss, T. Geist, M. Hirsch // Plasma Phys. Control. – 1997. – Fusion 39. – PP. 1693–1769.

35. Голант В. Е. Сверхвысокочастотные методы исследования плазмы / В. Е. Голант. – М.: Наука, 1968. – 327 с.
36. Хилд М. Микроволновая диагностика плазмы / М. Хилд, И. Уортон. – М.: Атомиздат, 1968. – 392 с.
37. Малых Н. И. Диагностика плазмы / Н. И. Малых, Е. П. Горбунов, Е. С. Ямпольский. – М.: Энергоиздат, 1981. – Вып. 4(1). – С. 125.
38. Малых Н. И. Диагностика плазмы в субмиллиметровом диапазоне волн / Н. И. Малых, В. В. Рождественский // Диагностика плазмы. – Под ред. М. И. Пергамента. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – Вып. 5. – С. 89.
39. Кузнецов Э. И. Методы диагностики высокотемпературной плазмы, изд. 2-е, перераб и доп. / Э. И. Кузнецов, Д. А. Щеглов. – М.: Атомиздат, 1980. – С. 200.
40. Button K. J. Submillimeter interferometry of high-density plasmas / K. J. Button // *Infrared and Millimeter Waves*. – 1979. – Vol. 2. – P. 67.
41. Van Lammeren A. C. A. P. High resolution interferometry at the RTP tokamak / A. C. A. P. Van Lammeren, J. C. M. Timmermans, S. K. Kim, A. J. H. Donne, R. T. P Team // *Proc 5th Int. Symp. on Laser Aided Plasma Diagnostic*. – Bad Honnef, Germany, 1991. – P. 24.
42. Snider R. T. Applications of interferometry and Faraday rotation techniques for density measurements on ITER Diagnostics for Experimental Thermonuclear Reactors / R. T. Snider, T. N. Carlstrom, C. H. Ma, W. A. Peebles. – Ed. P. E. Stott, G. Gorini and E. Sindoni. – New York and London: Plenum, 1996. – P. 225.
43. Heijnen S. H. Pulsed radar reflectometry: a new approach to measure electron densities in thermonuclear plasmas: Thesis / S. H. Heijnen. – University of Utrecht. – 1995.
44. Heijnen S. H. et al. // *Proc. Of the 1st IAEA Techn. Comm. Meeting on Microwave Reflectometry for Fusion Plasma Diagnostics*. – Abingdon, March 4–6, 1992. – P. 195.

45. Hugenholtz C. A. J. Pulse radar technique for reflectometry on thermonuclear plasmas / C. A. J. Hugenholtz, S. H. Heijnen // *Rev. Sci. Instrum.* – 1991. – 62. – 1100. – <https://doi.org/10.1063/1.1142014>.

46. Hugenholtz C. A. J. Microwave interferometer and reflectometer techniques for thermonuclear plasmas / C. A. J. Hugenholtz. – Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 1990. – DOI: 10.6100/IR328524.

47. Душин Л. А. Исследование плазмы с помощью лазеров / Л. А. Душин, О. С. Павличенко. – М.: Атомиздат, 1968. – 143 с.

48. Зайдель А. Н. Лазерные методы исследования плазмы / А. Н. Зайдель, Г. В. Островская. – Л.: Наука, 1977. – 221 с.

49. Бережный В. Л. Исследование поведения плазменного сгустка в продольном магнитном поле с помощью интерферометрии в далекой ИК-области спектра / В. Л. Бережный, И. М. Золототрубов, В. И. Кононенко, Ю. М. Новиков. – Препринт ХФТИ АН УССР: ХФТИ-77-2. – Харьков, 1977.

50. Бережный В. Л. Субмиллиметровые интерферометры для диагностики плазмы / В. Л. Бережный, В. И. Кононенко. – Препринт ХФТИ 75-2, 1975.

51. Veron D. High sensitivity HCN laser interferometer for plasma electron density measurements / D. Veron // *Optics communications.* – 1974. – Vol. 10, № 1. – PP. 95–98.

52. Топков А. Н. HCN-лазер с высокочастотной накачкой / А. Н. Топков, В. А. Свич, В. А. Епишин, Н. Г. Покормяхо // Тезисы докладов II Всесоюзного симпозиума по миллиметровым и субмиллиметровым волнам. – Т. 2. – Харьков. – 1978. – С. 110–111.

53. Малых Н. И. Сдвигатель частоты субмиллиметрового диапазона волн / Н. И. Малых, Е. С. Ямпольский // ПТЭ. – 1975. – № 2. – С. 154–156.

54. Бережный В. Л. Применение методов субмиллиметровой интерферометрии для диагностики плазмы в стеллараторах: автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. физ.-мат. наук / В. Л. Бережный. – Харьков, 1987.

55. Кулешов Е. М. Девятиканальный лазерный интерферометр субмм диапазона для установки Т15 / Е. М. Кулешов, В. А. Щербов, П. К. Нестеров, Е. П. Горбунов, Ю. В. Скосырев // 4 Всесоюзн. совещание по диагностике высокотемпературной плазмы: Тез. докл. – Алушта, Харьков: ХФТИ АН УССР, 1986. – С. 49–50.

56. Дюбко С. Ф. Газовые лазеры субмиллиметрового диапазона с оптической накачкой излучением CO₂-лазера / С. Ф. Дюбко, В. А. Свич, Л. Д. Фесенко // Письма в ЖЭТФ. – 1972. – Т. 16. Вып. II. – С. 592–594.

57. Бережный В. Л. Перестраиваемые источники субмиллиметрового излучения: Препринт ХФТИ-81-41 / В. Л. Бережный. – Харьков: ХФТИ АН УССР, 1981.

58. Бережный В. Л. Субмиллиметровый гетеродинный лазерный интерферометр: Препринт ХФТИ-82-48 / В. Л. Бережный, В. А. Епишин, В. И. Кононенко, В. А. Маслов, О. С. Павличенко, В. А. Свич, А. Н. Топков. – Харьков: ХФТИ АН УССР, 1982.

59. Бережный В. Л. Гетеродинный лазерный интерферометр субмиллиметрового диапазона (118,8 мкм) / В. Л. Бережный, В. А. Епишин, В. И. Кононенко и др. // Сборник докладов III Всесоюзного совещания по диагностике высокотемпературной плазмы. – Дубна. – 1983.

60. Орлинский Д. В. Диагностика плазмы на крупных токамаках: Препринт / Д. В. Орлинский. – М.: ЦНИИ атоминформ, 1984.

61. Бережный В. Л. Аппаратура для субмиллиметровой лазерной диагностики высокотемпературной плазмы: Препринт ХФТИ-87-37 / В. Л. Бережный, В. И. Кононенко, О. С. Павличенко и др. – М.: ЦНИИ атоминформ, 1987.

62. Горбунов Е. П. Лазерный интерферометр-поляриметр субмиллиметрового диапазона для измерения полоидального поля в Токамаке-15 / Е. П. Горбунов, Е. М. Кулешов, П. К. Нестеров, Ю. В. Скосырев, В. В. Хилиль // Физика плазмы. – 1994. – Т. 20, № 1. – С. 17–19.

63. Kamenev Yu. E. A Laser-Based Polarization Interferometer for Plasma Diagnostics at Submillimeter Wavelength / Yu. E. Kamenev, V. K. Kiseliiov, Ye. M. Kuleshov, B. N. Knyaz'kov, V. K. Kononenko, P. K. Nesterov, M. S. Yanovsky // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 1997. – Vol. 51(10). – PP. 96–102.

64. Elizondo J. I. TCABR Interferometer / J. I. Elizondo, D. Korneev, I. C. Nascimento, W. P. de Sa // *Brazilian Journal of Physics*. – March, 2002. – Vol. 32, № 1. – PP. 123–130.

65. Зоренко А. В. Твердотельный интерферометр с рабочей частотой 280 ГГц / А. В. Зоренко, Г. П. Ермак, М. О. Медведь // *Радиофизика и электроника: сб. науч. тр.* – 2006. – Т. 12, № 1. – Харьков. – С. 268–272.

66. Frequency Multipliers (WR and D Series) // Virginia Diodes, Inc. – Режим доступа: <https://www.vadiodes.com/en/frequency-multipliers>.

67. Ермак Г. П. Фазовая синхронизация источников 2-х мм диапазона, выполненных на основе ЛПД-умножителей высокой кратности / Г. П. Ермак, Е. А. Алексеев, А. В. Варавин // *Вісник ХНУ ім. В. Н. Каразіна*, № 570. – *Радіофізика та електроніка*. – 2002. – Вип. 2. – С. 163–166.

68. Ermak G. P. Phase Locking of 2-mm Wave Sources upon High-Order IMPATT Multipliers / G. P. Ermak, A. V. Varavin, and E. A. Alekseev // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. – October, 2003. – Vol. 24, № 10. – PP.1609–1616.

69. Електродинаміка відкритих резонансних систем та періодичних структур, розробка широкодіапазонних джерел електромагнітного випромінювання міліметрового діапазону: звіт про НДР (заключн.) / Інститут радіофізики та електроніки ім. О. Я. Усикова НАН України. – Шифр теми «Старт»; номер держреєстрації 0103U002259. – Харків, 2006. – 167 с.

70. Ермак Г. П. Фазовые детекторы на основе амплифазометров AD8302 для гетеродинного интерферометра миллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев, М. Стумбра, А. В. Фатеев, Ф. Жачек, Я. Заяц // *Proceedings of 22th International Crimean Conference on*

Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 10–14, 2012. – PP. 827–828.

71. Ermak G. P. 2-mm Wave Vector Network Analyzer Upon High-Order IMPATT Multipliers / G. P. Ermak, A. V. Varavin // Intern. Journ. of Infrared and Millimeter Waves. – May 2006. – Vol. 27, № 5. – PP. 681–686.

72. Ермак Г. П. Гетеродинный векторный анализатор двухмиллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин // Proceedings of 20th International Crimean Conference on Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 13–17, 2010. – PP. 823–824.

73. Ermak G. P. Rigorous Processing Algorithm for Dielectric Parameters Study / G. P. Ermak, A. P. Poyedinchuk, A.V. Varavin, N. P. Yashina // The 2004 URSI Electromagnetic Theory Symposium, Pisa, Italy, May 23–27, 2004. – P. 203.

74. Gregg J. F. Spin electronics – a review / J. F. Gregg, I. Petej, E. Jouguelet, C. Dennis // J. Phys. D: Appl. Phys. – 2002. – № 35. – PP. 121–155.

75. Ustinov V. Giant Magnetoresistive Effect in Fe/Cr Multilayers in a Wide Range of Frequencies / V. Ustinov, A. B. Rinkevich, L. N. Romashev, A. M. Burkhanov, E. A. Kuznetsov, et al. // Phys. Met. Metallogr. – 2003. – № 96. – PP. 291–297.

76. Granovsky A. B. Magnetorefractive Effect in Manganite Nanocomposites / A. B. Granovsky, I. V. Bykov, E. A. Ganshina, V. S. Gushchin, M. Inoue, Yu. E. Kalinin, A. Kozlov, A. N. Yurasov // Journal of Experimental and Theoretical Physics. – 2003. – Vol. 96, № 6. – PP.1104–1112.

77. Kittel C. Introduction to Solid State Physics / C. Kittel. – N.-Y.: Wiley & Sons, 1994. – 646 p.

78. Tarapov S. Basic of High-Frequency Electron Spin Resonance Experiment at Very Low Temperatures / S. Tarapov. – Gebze: Publ. Center of GIT, 2000. – 93 p.

79. Деркач В. Н. Высоочастотные свойства мультислойных структур Co/Cu в миллиметровом диапазоне длин волн / В. Н. Деркач, С. В. Недух,

А. Г. Равлик и др. // Радиопизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиопизики и электрон. НАН Украины. – 2002. – Т. 7, № 1. – С.115–118.

80. Derkach V. N. Measurement of dielectric losses in CVD diamonds in millimeter wave band at low temperatures / V. N. Derkach, G. P. Ermak, S. V. Nedukh, O. S. Plevako, S. I. Tarapov, A. V. Varavin // The sixteenth International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT), Göteborg, Sweden, May 2–4, 2005. – P. 333.

81. Ходзицкий М. К. Программно-аппаратный комплекс для ЭПР-измерений / М. К. Ходзицкий, А. А. Гирич // Материалы 10-го молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». – Харьков: ХНУРЭ, 2006. – С. 54.

82. Варавин А. В. Прецизионный контроль частоты в ЭПР-спектрометре миллиметрового диапазона / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, С. В. Недух, П. И. Познахирев, С. И. Тарапов, М. К. Ходзицкий // Радиопизика и электроника: сб. науч. тр. – Харьков. – 2006. – Т. 11, №3. – С. 451–455.

83. Niemeyer J. Josephson arrays for dynamic voltage measurements / J. Niemeyer // UMM. – 2001. – № 2.

84. Ermak G. V-band frequency synthesizer for the operation of Josephson arrays in voltage standards / G. Ermak, A. Varavin, P. Poznahirev, J. Niemeyer, V. Anikin, A. Kolbasin, E. Lagutin // Proc. The 6th International Kharkov Symposium On Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves, 2007. – Kharkov, Ukraine, June 25–30, 2007. – Vol. 2. – PP. 861–863.

85. Варавин А. В. Цифровой синтезатор частоты миллиметрового диапазона для облучения матрицы контактов Джозефсона в государственном эталоне единицы ЭДС и напряжения / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, П. И. Познахирев, Ю. Нимейр, В. В. Аникин, А. И. Колбасин, Е. Ю. Лагутин // Український метрологічний журнал. – 2007. – № 3. – С. 12–15.

86. Ermak G. P. Two-wavelength millimeter wave «unambiguous» heterodyne interferometer / G. P. Ermak, A. V. Varavin, A. S. Vasilev, M. Stumbra, A. S. Fateev, F. Zasek, J. Zajac, N. Varavin, V. Shevchenko // Proc. The Eighth

International Kharkov Symposium On Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'13), 2013. – Kharkov, Ukraine, June 23–28, 2013. – PP. 529–531.

87. Varavin M. Modernization and calibration of interferometer of tokamak «Compass» / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, V. Shevchenko // Proc. The Eighth International Kharkov Symposium On Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'13), 2013. – Kharkov, Ukraine, June 23–28, 2013, PP. 571–575. – DOI: 10.1109/MSMW.2013.6622126.

88. Ермак Г. П. Фазовые детекторы на основе амплифазометров AD8302 для гетеродинного интерферометра миллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев, М. Стумбра, А. В. Фатеев, Ф. Жачек, Я. Заяц // Proceedings of 22th International Crimean Conference on Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 10–14, 2012. – PP. 827–828.

89. LF–2.7 GHz RF/IF Gain and Phase Detector / Analog device, rev. A. – 2002. – 24 p. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8302.pdf.

90. FPGA Leadership across Multiple Process Nodes / Xilinx. – Режим доступа: <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga.html>.

91. Varavin M. New design of microwave interferometer for tokamak COMPASS / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, V. Shevchenko // Telecommunications and Radio Engineering. – 2014. – Vol. 73, № 10. – PP. 935–942. – DOI: 10.1615/telecomradeng.v73.i10.80.

92. Varavin M. Development of Phase Meters Based on AD8302 and CPLD for Microwave Interferometer / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, S. Nanobashvili // Proceedings of 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2014. – Gdańsk, Poland, June 16–18, 2014. – PP. 215–218.

93. Варавин А. В. Трехканальные фазовые детекторы на основе амплифазометров AD8302 и программируемых логических матриц для гетеродинного интерферометра миллиметрового диапазона / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, А. С. Васильев, А. В. Фатеев, Н. В. Варавин, Ф. Жачек, Я. Заяц // Радиопизика и электроника. – 2016. – Т. 7 (21), № 4. – С. 61–70.

94. Ermak G. P. Two Frequency Heterodyne Interferometer Based on Phase Locked 2–Millimeter Wave Transceivers / G. P. Ermak, A. V. Varavin, A. S. Vasilev, A. S. Fateev, F. Zacek, J. Zajac, N. Varavin, A. Zorenko // Proc. The Nine International Kharkov Symposium On Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), 2016. – Kharkov, Ukraine, June 20–24, 2016, PP. 1–4, DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538013, IEEE Conference Publications.

95. Varavin A. V. Two frequency «unambiguous» heterodyne interferometer based on phase locked millimeter-wave band transceivers / A. V. Varavin, G. P. Ermak, A. S. Vasilev, A. V. Fateev, N. V. Varavin, F. Žaček, J. Zajac, A. V. Zorenko // Telecommunication and Radio Engineering. – 2017. – Vol. 76, № 10. – PP. 903–918.

96. Varavin M. Study for the microwave interferometer for high densities plasmas on COMPASS-U tokamak / M. Varavin, A. Varavin, D. Naydenkova, J. Zajac, F. Zacek // 30th Symposium on fusion technology (SOFT 2018). – Italy, September 16–21, 2018. – Contribution ID: 1116.

97. Varavin M. Study for the microwave interferometer for high densities plasmas on COMPASS-U tokamak / M. Varavin, A. Varavin, D. Naydenkova, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, O. Bogar // Fusion Engineering and Design. – 2019. – doi:10.1016/j.fusengdes.2019.03.051, постійне посилання на статтю: sci-hub.tw/10.1016/j.fusengdes.2019.03.051.

98. Mercer S. An introduction to low-noise amplifier design / S. Mercer // RF Design. – July 1998. – PP. 44–56.

99. Королёв А. М. Шумы в усилителях с MESFET и НЕМТ структурами и методы их снижения: дисс. на соискание ученой степени канд.

физ.-мат. наук / Королёв А. М. – Харьков. – 2004. – 150 с.

100. Liao S. Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design / S. Liao. – Englewood Cliffs, N.J. : Prentice-Hall, 1988. – PP. 123–160.

101. Gonzalez G. Microwave transistor amplifiers : analysis and design / G. Gonzalez. – Englewood Cliffs, N.J. : Prentice-Hall, 1984. – PP. 139–193.

102. Dye N. Radio Frequency Transistors Principles and Practical Applications / N. Dye, H. Granberg. – Butterworth-Heinemann, 1993. – PP. 204–231.

103. Eid E. Optimal Feed-Forward Linearisation System Design / E. Eid, F. M. Ghannouchi, F. Beaugerard // Microwave Journal. – Horizon House Publications, Inc. – Nov. 1995. – Vol. 38, Issue 11.

104. Wang W. C. On theory of the Brownian motion / W. C. Wang, G. E. Uhlenbeck // Rev. Mod. Phys. – Apr. July, 1945. – Vol. 17. – PP. 323–342.

105. Современная радиолокация (анализ, расчет и проектирование систем) / Пер. с англ. под ред. Ю. Б. Кобзарева. – М.: Сов. радио, 1969. – 96 с.

106. Ред Э. Т. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника (Arbeitsbuch für den HF-Techniker, 1986) / Э. Т. Ред, перевод с немецкого С. Н. Шибалова под редакцией Ю. А. Лурье. – М.: Мир, 1990. – 312 с.

ДОДАТОК А
СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ
ДИСЕРТАЦІЇ

1. Ермак Г. П. Фазовая синхронизация источников 2-х мм диапазона, выполненных на основе ЛПД-умножителей высокой кратности / Г. П. Ермак, Е. А. Алексеев, А. В. Варавин // Вісник ХНУ ім. В. Н. Каразіна, № 570. – *Радіофізика та електроніка*. – 2002. – Вип. 2. – С. 163–166.
2. Ermak G. P. Phase Locking of 2-mm Wave Sources upon High-Order IMPATT Multipliers / G. P. Ermak, A. V. Varavin, and E. A. Alekseev // *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. – October, 2003. – Vol. 24, № 10. – PP. 1609–1616.
3. Ермак Г. П. Твердотельная приемо-передающая система для векторных измерений в 2-х миллиметровом диапазоне длин волн / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, В. П. Кочергин // *Радиофизика и электроника: сб. науч. тр.* – 2005. – Т. 10, № 2. – Харьков. – С. 321–325.
4. Ermak G. P. 2-mm Wave Vector Network Analyzer Upon High-Order IMPATT Multipliers / G. P. Ermak, A. V. Varavin // *Intern. Journ. of Infrared and Millimeter Waves*. – May 2006. – Vol. 27, № 5. – PP. 681–686.
5. Варавин А. В. Прецизионный контроль частоты в ЭПР-спектрометре миллиметрового диапазона / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, С. В. Недух, П. И. Познахирев, С. И. Тарапов, М. К. Ходзицкий // *Радиофизика и электроника: сб. науч. тр.* – 2006. – Т. 11, № 3. – Харьков. – С. 451–455.
6. Varavin M. New design of microwave interferometer for tokamak COMPASS / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, V. Shevchenko // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2014. – Vol. 73, № 10. – PP. 935–942.
7. Варавин А. В. Трехканальные фазовые детекторы на основе амплифазометров AD8302 и программируемых логических матриц для гетеродинного интерферометра миллиметрового диапазона / А. В. Варавин,

Г. П. Ермак, А. С. Васильев, А. В. Фатеев, Н. В. Варавин, Ф. Жачек, Я. Заяц // Радиопизика и электроника: сб. науч. тр. – 2016. – Т. 7 (21), № 4. – С. 61–70.

8. Varavin A. V. Two frequency «unambiguous» heterodyne interferometer based on phase locked millimeter-wave band transceivers / A. V. Varavin, G. P. Ermak, A. S. Vasilev, A. V. Fateev, N. V. Varavin, F. Žaček, J. Zajac, A.V. Zorenko // Telecommunication and Radio Engineering. – 2017. – Vol. 76, № 10. – PP. 903–918.

9. Varavin M. Study for the microwave interferometer for high densities plasmas on COMPASS-U tokamak / M. Varavin, A. Varavin, D. Naydenkova, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, O. Bogar // Fusion Engineering and Design. – 2019. – doi:10.1016/j.fusengdes.2019.03.051.

10. Варавин А. В. Цифровой синтезатор частоты миллиметрового диапазона для облучения матрицы контактов Джозефсона в государственном эталоне единицы ЭДС и напряжения / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, П. И. Познахирев, Ю. Нимейр, В. В. Аникин, А. И. Колбасин, Е. Ю. Лагутин // Український метрологічний журнал. – 2007. – № 3. – С. 12–15.

11. Ermak G. P. Dielectric Parameters Study Using a Waveguide Cavity and a Rigorous Processing Algorithm / G. P. Ermak, A. P. Poyedinchuk, A. V. Varavin, and N. P. Yashina // 33rd European Microwave Conference. – Munich, October 6–10, 2003. – Munich 2003. – PP. 751–753.

12. Derkach V. N. Measurement of dielectric losses in CVD diamonds in millimeter wave band at low temperatures / V. N. Derkach, G. P. Ermak, S. V. Nedukh, O. S. Plevako, S. I. Tarapov, A. V. Varavin // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA 05). – Torino, Italy, September 12–16, 2005.

13. Варавин А. В. Автоматизированный синтезатор частоты для квазиоптического ЭПР-спектрометра миллиметрового диапазона / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, С. В. Недух, П. И. Познахирев, С. И. Тарапов, М. К. Ходзицкий // Proceedings of 16th International Crimean Conference on Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 11–15, 2006. – PP. 841–842.

14. Варавин А. В. Стабилизированный твердотельный источник миллиметрового диапазона для облучения матрицы контактов Джозефсона в эталоне единицы ЭДС и напряжения / А. В. Варавин, Г. П. Ермак, П. И. Познахирев, В. В. Аникин, А. И. Колбасин // 5-я международная научно-техническая конференция «Метрология и измерительная техника». – Харьков, Украина, 10–12 октября, 2006. – С. 244–246.

15. Ermak G. V-band frequency synthesizer for the operation of Josephson arrays in voltage standards / G. Ermak, A. Varavin, P. Poznahirev, J. Niemeyer, V. Anikin, A. Kolbasin, E. Lagutin // Proc. The 6th International Kharkov Symposium On Microwaves, Millimeter, and Submillimeter Waves, 2007. – Kharkov, Ukraine, June 25–30, 2007. – Vol. 2. – PP. 861–863.

16. Ермак Г. П. Гетеродинный векторный анализатор двухмиллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин // Proceedings of 20th International Crimean Conference on Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 13–17, 2010. – PP. 823–824.

17. Ермак Г. П. Фазовые детекторы на основе амплифазометров AD8302 для гетеродинного интерферометра миллиметрового диапазона / Г. П. Ермак, А. В. Варавин, А. С. Васильев, М. Стумбра, А. В. Фатеев, Ф. Жачек, Я. Заяц // Proceedings of 22th International Crimean Conference on Microwaves and Telecommunication Technology. – Sevastopol, Ukraine, September 10–14, 2012. – PP. 827–828.

18. Ermak G. P. Two-wavelength millimeter wave «unambiguous» heterodyne interferometer / G. P. Ermak, A. V. Varavin, A. S. Vasilev, M. Stumbra, A. S. Fateev, F. Zacek, J. Zajac, N. Varavin, V. Shevchenko // Proc. The Eighth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'13), 2013. – Kharkov, Ukraine, June 23–28, 2013. – PP. 529–531.

19. Varavin M. Modernization and calibration of interferometer of tokamak «Compass» / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, S. Nanobashvili, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, V. Shevchenko // Proc. The Eighth International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of

Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'13), 2013. – Kharkov, Ukraine, June 23–28, 2013, PP. 571–575.

20. Varavin M. Development of Phase Meters Based on AD8302 and CPLD for Microwave Interferometer / M. Varavin, J. Zajac, F. Zacek, G. Ermak, A. Varavin, A. Vasilev, M. Stumbra, A. Vetoshko, A. Fateev, S. Nanobashvili // Proceedings of 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2014. – Gdańsk, Poland, June 16–18, 2014. – PP. 215–218.

21. Ermak G. P. Two Frequency Heterodyne Interferometer Based on Phase Locked 2-Millimeter Wave Transceivers / G. P. Ermak, A. V. Varavin, A. S. Vasilev, A. S. Fateev, F. Zacek, J. Zajac, N. Varavin, A. Zorenko // Proc. The Nine International Kharkov Symposium On Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16), 2016. – Kharkov, Ukraine, June 20–24, 2016, PP. 1–4, DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538013, IEEE Conference Publications.

22. Varavin M. Study for the microwave interferometer for high densities plasmas on COMPASS-U tokamak / M. Varavin, A. Varavin, D. Naydenkova, J. Zajac, F. Zacek // 30th Symposium on fusion technology (SOFT 2018). – Italy, September 16–21, 2018. – Contribution ID: 1116.

ДОДАТОК Б

ПОПЕРЕДНІЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПРОМІЖНОЇ ЧАСТОТИ ВЕКТОРНОГО ПРИЙМАЧА

Б.1 Розробка приймального тракту векторного аналізатора

Рівень вихідного сигналу, що формується на виході змішувачів, є не достатнім для роботи векторного приймача. Тому постало завдання про створення попереднього підсилювача проміжної частоти (ПППЧ) з центральною частотою 275 МГц та робочою смугою 450 МГц. Такий підсилювач має забезпечувати попереднє посилення сигналу змішувачів і реалізовувати функції джерела струму зміщення робочої точки змішувального діода й узгодження вихідного імпедансу змішувача та вхідного імпедансу ПППЧ.

Попередній підсилювач повинен мати мінімальний рівень власного шуму, максимальну лінійність і динамічний діапазон.

Для мінімізації впливу підвідних кіл плата підсилювача закріплюється безпосередньо на з'єднувач змішувача (рис. Б.1). З метою мінімізації рівня власних шумів було прийняте рішення як попередній використовувати транзисторний підсилювач, а не монолітний.

Особливу увагу було приділено проблемі вибору транзистора, на якому збирається підсилювач. Від якості виконання вхідних каскадів багато в чому залежатимуть основні параметри всієї системи.

Транзистор повинен мати високий коефіцієнт підсилення, низький рівень внутрішніх шумів, високий коефіцієнт ізоляції входу від виходу. Просочування накладає обмеження на коефіцієнт підсилення та стійкість системи в цілому.



Рисунок Б.1 – Загальний вигляд попереднього підсилювача ПЧ

Для створення ПППЧ обрано транзистор VFP67 п'ятого покоління, виготовлений фірмою Vishay. Серед доступних варіантів він забезпечував кращі радіочастотні показники за малих напруг живлення та невисоких значень колекторного струму. Його гранична робоча частота перевищує 7 ГГц, а мала зворотна ємність забезпечує високу розв'язку входу від виходу. Застосування транзистора VFP67 також зумовлено його низьким рівнем шуму.

Під час вибору активного елементу у першу чергу зверталася увага на коефіцієнт шуму, коефіцієнт підсилення, коефіцієнт нелінійних спотворень і оптимальні значення струму та напруги колектора, за яких рівень шуму виявиться мінімальним.

Більш детальне вивчення кривих щільності шуму (рис. Б.2) призвело до висновку, що мінімальне значення шуму в усьому діапазоні робочих частот забезпечується за значення колекторного струму 4 мА. Коефіцієнт шуму за такого струму в діапазоні частот, який нас цікавить, становить близько 1,2 дБ.

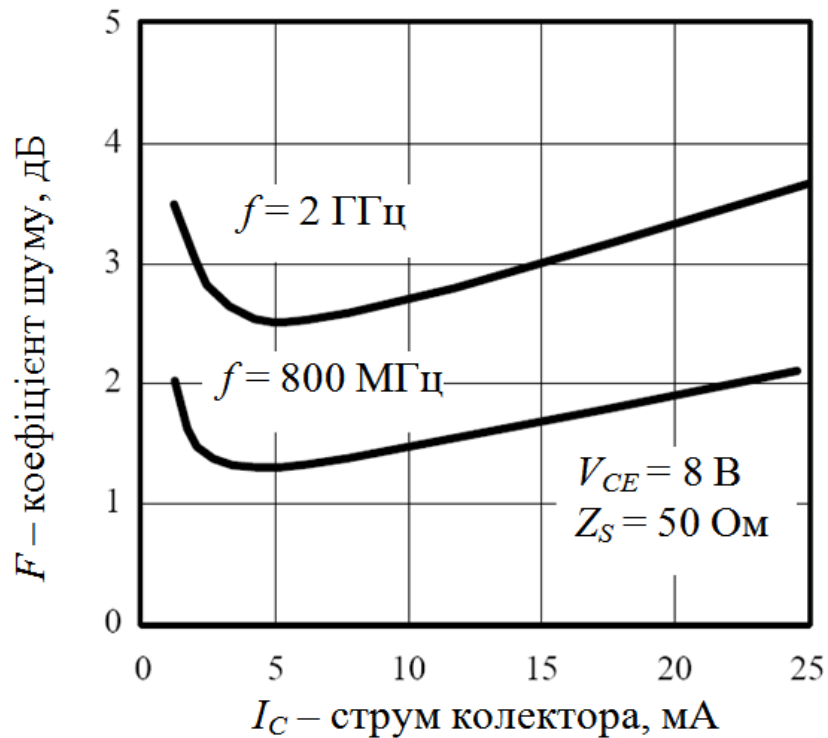


Рисунок Б.2 – Залежності щільності шуму активного елемента від колекторного струму

Вимірювання коефіцієнта шуму проводилися в умовах, коли підсилювальний каскад був навантажений на 50 Ом. Додаткове узгодження має привести до зниження рівня власного шуму. При цьому в документації на активний елемент наведено граничний параметр коефіцієнта шуму $NF = 0,8$ дБ. Такі параметри коефіцієнта шуму було отримано за оптимального, з точки зору виробника, узгодження $Z_S = Z_{Sopt}$ на частоті $f = 800$ МГц, за струму колектора $I_C = 5$ мА, напруга колектора становила $V_{CE} = 8$ В.

Тобто додатковим узгодженням вхідних каскадів можна досягти зниження коефіцієнта шуму до 0,8 дБ, що також підтверджується науковими працями [98, 99]. За тих самих умов узгодження, але за рівня струму колектора у 15 мА коефіцієнт шуму зріс до значення 1,5 дБ.

Проаналізуємо залежності коефіцієнта підсилення від колекторного струму. За обраного значення колекторного струму коефіцієнт підсилення на робочій частоті склав 23 дБ та спостерігалось зменшення значення коефіцієнта підсилення зі зниженням колекторного струму.

Пряме підсилення – це підсилення самого транзистора за умови, що вхід та вихід навантажені на 50 Ом. Параметр $|S_{12}|$, що характеризує пряме підсилення, заявлено виробником у документації на транзистор. У специфікації наведено значення $|S_{12}|$, які виміряні на різних частотах та за різноманітних напруг і рівнів струму. Достатньо часто значення опору 50 Ом не є оптимальним для роботи транзистора, і додатковий коефіцієнт підсилення може бути отриманий за рахунок використання узгоджувальних ланцюжків [100, 101].

Такі параметри, як максимальний стабільний коефіцієнт підсилення (MSG) і максимальне підсилення (G_{max}) по потужності показують, якого підсилення можна досягти за умови застосування узгоджувальних ланцюжків. Отримання максимального коефіцієнта підсилення на першому малошумлячому каскаді додатково знижує рівень шумів усієї системи у цілому.

Б.2 Дослідження динамічного діапазону векторного аналізатора

Важливим параметром малошумлячого вимірювального підсилювача є його лінійність. Від цього параметра буде залежати і гранична роздільна здатність вимірювальної системи. З поняттям лінійності підсилювача пов'язаний і динамічний діапазон системи.

Як відомо, динамічний діапазон (Dynamic Range) пристрою – діапазон змін рівня вхідного сигналу, у межах якого пристрій є лінійним (рис. Б.3).

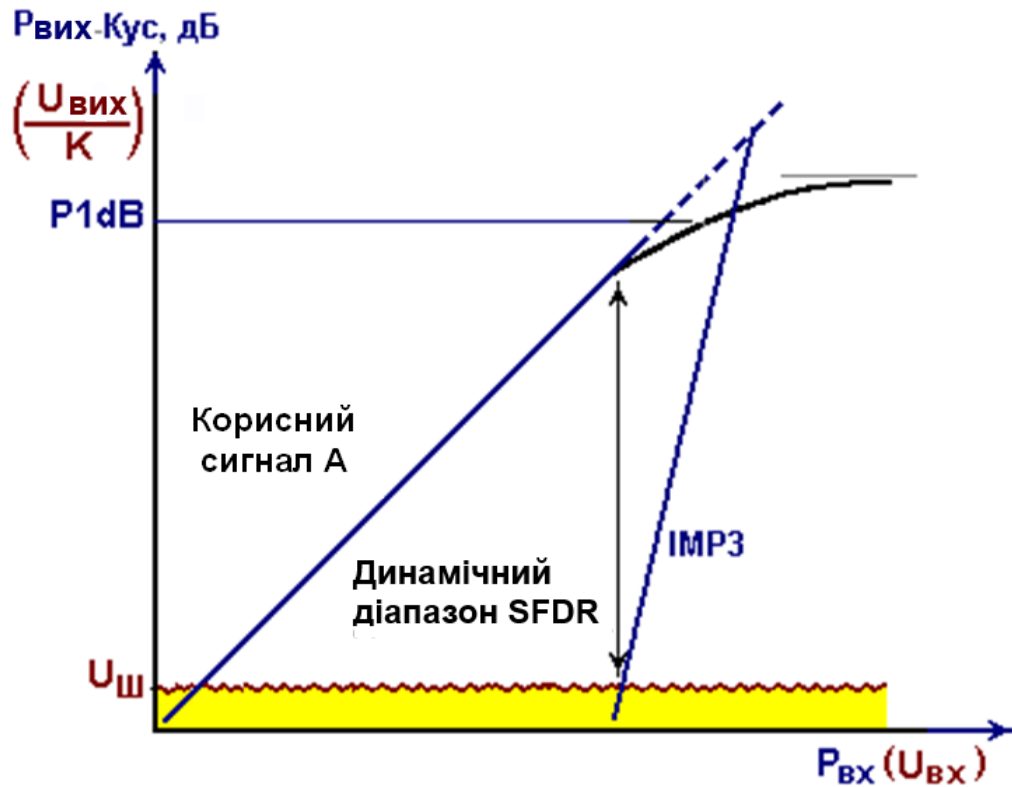


Рисунок Б.3 – Динамічний діапазон пристрою

Знизу ДД (рис. Б.3) обмежений рівнем власних шумів пристрою, зверху – нелінійними ефектами, які проявляються. Поза цими межами порушується пропорційність залежності вихідного сигналу пристрою від вхідного. Кількісно ДД оцінюється відношенням максимального рівня P_{max} вхідного сигналу, за якого використовуваний нелінійний критерій є меншим за допустимий, до мінімального рівня вхідного сигналу P_{min} , за якого відношення сигнал/шум на виході пристрою дорівнює заданому значенню. При цьому частіше за все на практиці використовується ДД по потужності, виражений у дБ:

$$D \text{ [дБ]} = 10 \lg (P_{max} / P_{min}).$$

Звернемося до рисунку Б.3. Відстань від точки перетину прямої ІМРЗ з кривою, яка відповідає рівню внутрішніх шумів пристрою, до прямої А називається динамічним діапазоном за інтермодуляційними перешкодами

(Intermodulation Limited Dynamic Range). У зарубіжній літературі для позначення цього діапазону часто використовується позначення SFDR (Spurious-Free Dynamic Range).

Таким чином, нижню межу діапазону SFDR визначає рівень внутрішніх шумів пристрою. Верхня межа ДД обумовлена рівнем сигналу на вході, за якого рівень інтермодуляційних продуктів, які з'явилися, починає перевищувати рівень внутрішніх шумів пристрою, і ці продукти будуть перешкоджати нормальній роботі пристрою.

Показником лінійності підсилювача є так звана точка перетину третього порядку IP3 (Third Order Intercept Point). Ця точка знаходиться на характеристиці залежності вихідного сигналу пристрою від сигналу на вході та являє собою гіпотетичну (уявну) точку, у якій рівень складових третього порядку дорівнює рівню основного вихідного сигналу прямого перетворення.

Таким чином, точка IP3 є показником якості підсилювача та показує рівень складових третього порядку за подачі на змішувач багаточастотного (зазвичай двухтонового) сигналу [102]. Даний показник вимірюється за умови використання як тестового сигналу двох сигналів з близько розташованими частотами.

За даних умов застосування підсилювача не передбачаються ситуації, коли на його вхід надходять дві близькі частоти, але величина IP3 безпосередньо характеризує лінійність вхідного підсилювача, і, як наслідок, точність вимірювальної системи в цілому. Відповідно, чим вищим буде значення IP3, тим більш лінійною буде система, і тим більшим буде її динамічний діапазон. Тобто величина IP3 у даному випадку використовується як міра лінійності та динаміки підсилювача. При цьому точка перетину третього порядку безпосередньо пов'язана з точкою, у якій нелінійність коефіцієнта посилення досягає 1 дБ (точка одноступенчатої компресії). У вимірювальних підсилювачах динамічний діапазон прийнято відраховувати саме до цієї величини (рис. Б.4).



Рисунок Б.4 – Крива ДД підсилювача

Співвідношення між точками перетину третього порядку, наведеною до входу (ІРЗ) і наведеною до виходу (ОІРЗ), з урахуванням коефіцієнта підсилення (Gain) виглядає наступним чином:

$$\text{ІРЗ} = \text{ОІРЗ} - \text{Gain}.$$

У нашому випадку коефіцієнт підсилення склав 15 дБ. Тобто наведена до входу верхня межа лінійної області роботи малошумлячого підсилювача складає 1 дБм.

У високочастотних транзисторних підсилювачах точка одностандартної компресії лежить на 10 дБ нижче точки ОІРЗ [103]. Таким чином, для визначення верхньої межі лінійності підсилювача використовується непрямий параметр, а саме значення, яке є на 10 дБ меншим, ніж значення ОІРЗ. У специфікації на підсилювач вказано, що значення ОІРЗ знаходиться на рівні 26 дБм, відповідно точка одностандартної компресії знаходиться на рівні 16 дБм.

Як перешкоди під час визначення чутливості приймального пристрою приймаємо тепловий шум приймача, наведений до входу приймального каналу й адитивно накладений на корисний сигнал, що надходить. Відомо,

що флуктуації у часі дробового або термічного шуму описуються функціями часу, які належать до класу стаціонарних випадкових процесів [104]. Рівень теплових шумів, які передаються з антени, що знаходиться у тепловій рівновазі з навколишнім середовищем і є джерелом сигналу для приймального каналу, за узгодження антени із входом приймача визначається за допомогою формули Найквіста [105].

Підсилювальні каскади вхідного підсилювача зібрані на транзисторах за схемою зі зворотним зв'язком R-типу. Детальний її опис наведено в [106]. Відзначимо лише, що в схему введені елементи, які відповідають за смугу пропускання підсилювача, і підбором цих елементів досягаються необхідні параметри підсилювачів. У нашому випадку смуга пропускання була обрана від 50 до 550 МГц. Повний коефіцієнт підсилення подвійного каскаду зі зворотними зв'язками дорівнює 30 дБ. Нерівномірність коефіцієнта підсилення склала не більше 0,5 дБ у всій смузі.

Оскільки ПППЧ має працювати разом із діодним небалансним змішувачем, передбачене розміщення перед підсилювачем кіл подачі постійного зміщення на змішувальний діод. Кола зміщення виконують ту саму роль узгоджувальних ланцюжків.

Вихідний імпеданс змішувача має бути узгоджений із вхідним опором підсилювача для отримання оптимальних режимів роботи системи. Вхідний ланцюжок зміщення будувався з припущення, що вихідний імпеданс змішувачів становить 130 Ом. У ході експерименту з оптимізації вхідного опору за рівнем підбором кіл зміщення мінімізувався рівень шуму на виході підсилювача з підключеним змішувачем і оцінювався ДД підсилювача зі змішувачем. Струм зміщення також підбирався експериментально за тією ж ознакою. Вхідний роз'єм підсилювального блоку, як зазначалося раніше, безпосередньо накручується на змішувальну камеру.

Оцінка шумових характеристик системи проводилася на основі розрахунку, а значення коефіцієнта підсилення ПППЧ визначалося за допомогою панорамного вимірювача коефіцієнтів стоячої хвилі.

Таким чином, у результаті проведених робіт було розроблено систему узгодження, що складається зі змішувача та відповідного йому ПППЧ, а також проведено оптимізацію її параметрів за ознакою високого ДД.

Для забезпечення рівня сигналу, достатнього для роботи когерентного приймача та системи ФАПЧ, були розроблені ПППЧ, які являють собою двокаскадні малошумні підсилювачі з резистивним негативним зворотним зв'язком. Коефіцієнт підсилення ПППЧ обраний на рівні 30 дБ. Підсилювач забезпечує нерівномірність коефіцієнта підсилення 0,5 дБ у смузі від 50 до 550 МГц. До складу ПППЧ входять кола зміщення змішувального діода, погоджувальні елементи, підсилювач та стабілізатор напруги для живлення підсилюючих каскадів і кіл зміщення.