



WORLD OF RADIO WAVES

№6 15-30 сентября 2013 г



Участники слёта R3ND, R3AA, RZ3CC, UA3GC и RX3AU

С 6 по 8 сентября 2013 г. в Серпуховском районе Московской обл. на т/б «Нара» проходил 6-й слёт московских радиолюбителей, в котором приняли участие, несмотря на дождливую погоду, более 50-ти человек. Участники слёта представляли Москву, Московскую обл. и Узбекистан. К началу слёта члены оргкомитета совместно с руководством т/б «Нара» сделали всё, чтобы каждый участник с первых минут пребывания ощутил праздничную атмосферу. Но не только члены оргкомитета, но и сами участники активно помогали организаторам слёта.

- Сергей Макаркин RX3AKT все дни не устал отвечать на технические вопросы участников слёта.
- Валерий А. Пахомов UA3AO провёл презентацию своей книги и рассказал об истории Азбуки Морзе.
- Владимир Банишевский R3ND и Александр Мащук R3AA показали уникальные экспонаты своих коллекций.
- Витольд Данилович RK3AO поднял вопрос об оказании помощи коллективной радиостанции Московского радиоклуба.
- Геннадий Г. Шульгин угостил всех участников слёта «фирменным» шашлыком.
- Карим UK8OCA угостил всех участников слёта настоящим узбекским пловом.
- Юрий Сокол R3C-113 для участников слёта организовал самое востребованное – чайный стол, который действовал круглосуточно.

Были на слёте и песни под гитару. Солист и гитарист – Сергей R3C-018. Все дни слёта в эфире звучал позывной RK3CQ, давая возможность многим радиолюбителям выполнить условия дипломов Московского радиоклуба, в том числе и диплома, учреждённого в честь 866-й годовщины города Москвы – «Москва-866». Атмосфера праздника царила до последнего дня слёта. Все участники слёта надеются, что и в 2014 году они снова встретятся на т/б «Нара». До встречи на 7-м слёте московских радиолюбителей!

Мы не будем вспоминать 80 метровый диапазон и многочисленные форумы, где общение на русском языке часто низведено до уровня известного персонажа женского рода в 12 стульях Ильфа и Петрова, а сочный русский мат стал неотъемлемым атрибутом при обсуждении технических вопросов. Приходиться только делать QSY или выходить из форума. Бороться с этим явлением, как показывает практика после перестроечного периода, бесполезно, по крайней мере, на уровне общественных объединений радиолюбителей. Мы просто еще раз вчитаемся в простые и понятные строки, когда только зарождалось наше коротковолновое братство. Они достойны того, чтобы быть неотъемлемой частью нашего издания.

Из Кодекса радиолюбителя, составленного Полом М. Сегалом (W9EEA) в 1928 г.

Радиолюбитель должен быть: ВНИМАТЕЛЬНЫМ.

Он никогда не будет намеренно делать ничего, что могло бы испортить удовольствие другим.

ПРЕДАННЫМ.

Он проявляет преданность, поддержку и лояльность другим любителям, местным клубам, обществам Международного союза радиолюбителей в своей стране, через которые радиолюбительство представлено на национальном и международном уровне.

ПРОГРЕССИВНЫМ.

Он поддерживает свою радиостанцию на высоком техническом уровне, обеспечивает её конструктивное совершенство и эффективность работы. Его методы работы в эфире безупречны.

ДРУЖЕЛЮБНЫМ.

Когда к нему обращаются, он действует отзывчиво и терпеливо. Он всегда предложит дружеский совет новичку и проконсультирует его. Радиолюбителя отличают готовность к сотрудничеству с другими людьми, стремление оказать им помощь и уважение их интересов.

ГАРМОНИЧНЫМ.

Радиолюбительство – это хобби, оно никогда не создаёт помех выполнению каких-либо обязанностей (в семье, на работе, в школе, в обществе).

ПАТРИОТИЧНЫМ.

Его навыки и умения, его радиостанция всегда готовы послужить стране и обществу.

СОДЕРЖАНИЕ

ПЕРСОНА

R. LOUIS VARNEY G5RV..... стр.3

КВ ТРАНСИВЕРЫ

Китайские трансиверы..... стр.7



Экспедиции 15-30 сентябрястр.8

DX-NEWS

DX-newsстр.10

Основной блок коммутации SO2R.....стр.12

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

DRESSLER TSUNAMI

Karl Brauchle DC9DZ.....стр.13

ГРОЗОЗАЩИТА

Грозозащита любительских радиостанцийстр.15

ПРИЁМНИКИ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

ППП с демодулятором

Д.Уивера

Сергей Дылда US5QBR.....стр.19

НОВЫЕ РАЗРАБОТКИ

ЕН АНТЕННАстр.27

ЭТО ИНТЕРЕСНО

Участники Слёта R3HD R3AA RZ3CC UA3GC и RX3AU стр.30

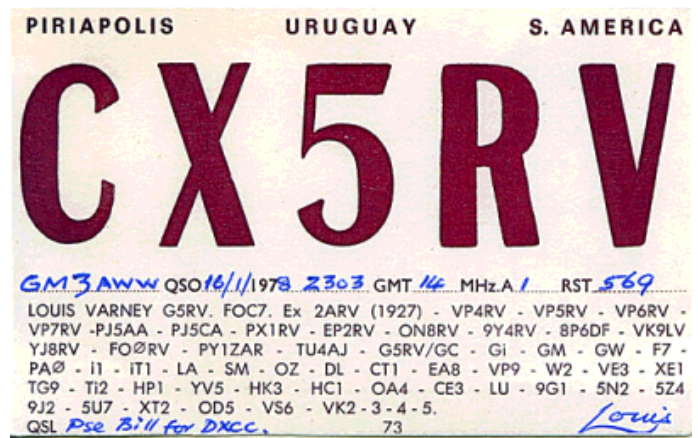
ПРИЛОЖЕНИЕ

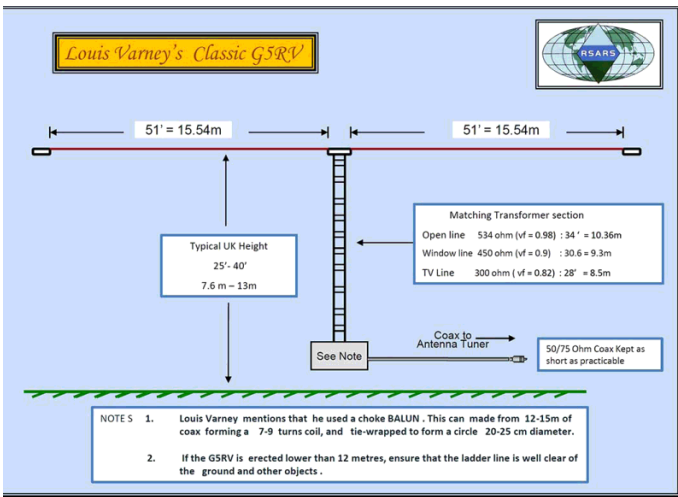
..... стр.29

R. LOUIS VARNEY G5RV (9 June 1911 - 28 June 2000)



Он был легендарной фигурой в любительском радио благодаря разработке многодиапазонного КВ диполя, который использовали десятки тысяч коротковолновиков. Луи увлекался радиосвязью с детства, и уже в 1927 году получил позывной 2ARV и стал активно работать в эфире. Позже начал службу в Королевских радиотехнических войсках и благодаря своим способностям быстро дослужился до капитана. В 1933 году получил позывной G5RV. Участвовал во второй мировой войне. В 1946 году демобилизовался и поселился в небольшом каменном доме в Stony Stratford, с маленьким садом, длиной около 31 метра. Именно это обстоятельство дало толчок его экспериментам по созданию антенны, которая давала возможность проводить радиосвязи в диапазоне 80-10 метров. В конечном счете Луи разработал и начал проводить QSO на своей антенне, теперь известной во всем мире, как "The G5RV Multi-band HF Dipole". После окончания воинской службы он много лет работал в телекоммуникационной компании Marconi Company и был их торговым представителем в Южной Америке. Он был большой энтузиаст и объездил много стран, работая позывным G5RV/p. Его знания и опыт в любительском радио помогли познакомиться со многими государственными чиновниками по всему миру. На его QSL карточке с уругвайским позывным CX5RV перечислены пятьдесят пять стран, в которых он получил лицензии и откуда выходил в эфир. Его друг Джордж G3GNQ работал с домашней станции Луи, когда он был за границей, и давал ему возможность поддерживать постоянный контакт со своей семьей. Его позывной G5RV, возможно, один из самых известных в мире из-за его антенны, которая публиковалась в книгах и многочисленных журналах. Он был автором многих статей. Несмотря на то, что он редко говорил об этом, Луи был один из очень немногих любителей, которые сохранили свою лицензию даже во время Второй мировой войны. Он не заработал ни пенсы за свою популярную антенну и был бессребренником, отдавая всё радиолюбительскому братству. Все его изобретения он публиковал в открытой печати, и многие использовали их в коммерческих целях, в том числе и многие компании во всем мире. Луи был бонвиваном, наслаждаясь хорошей едой и компанией, жил жизнью в полной мере. Он был хороший художник, его натюрморты были наполнены цветами, а его портреты, написанные маслом, были восхитительны. По материалам сайта <http://www.g0mwt.org.uk/society/g5rvfold/g5rv.htm>





Antenna SWR optimised @14.15 MHz feeder is open wire

Geometry View Calculate Far field plots

G5RV 80m, 40m, 20m, 10m

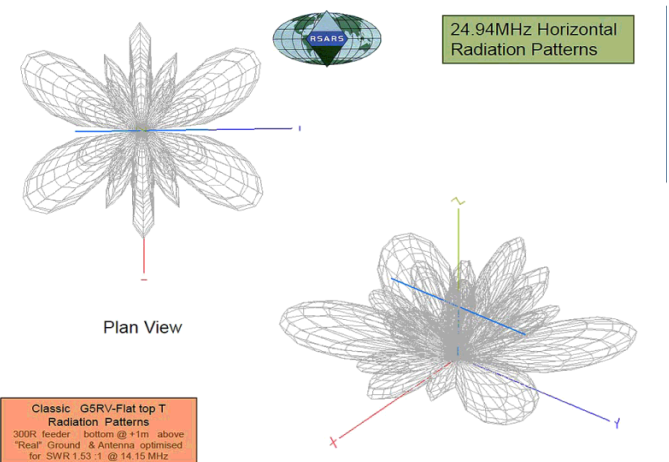
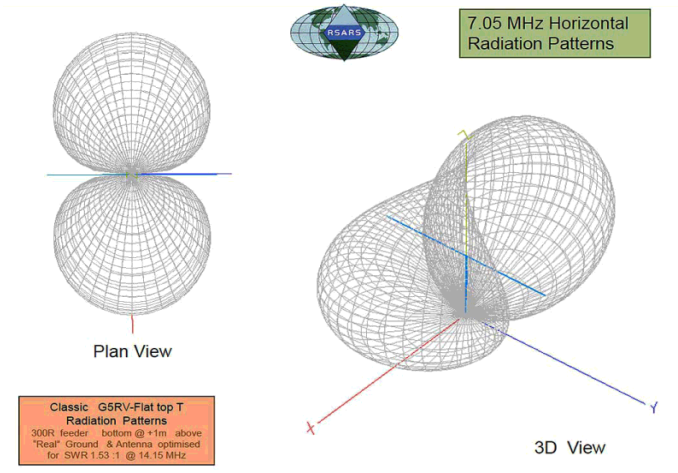
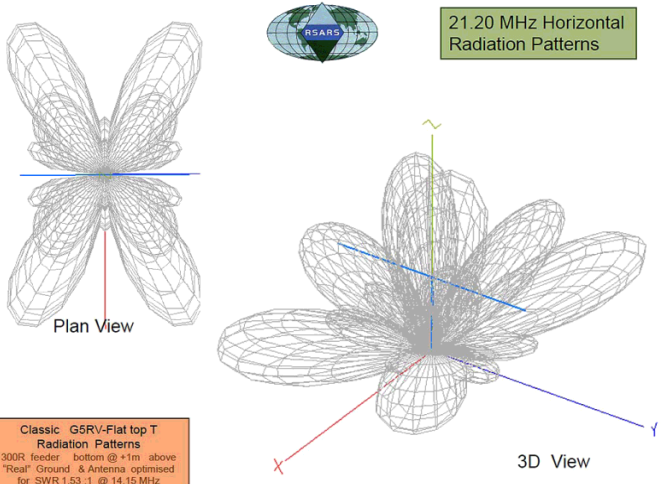
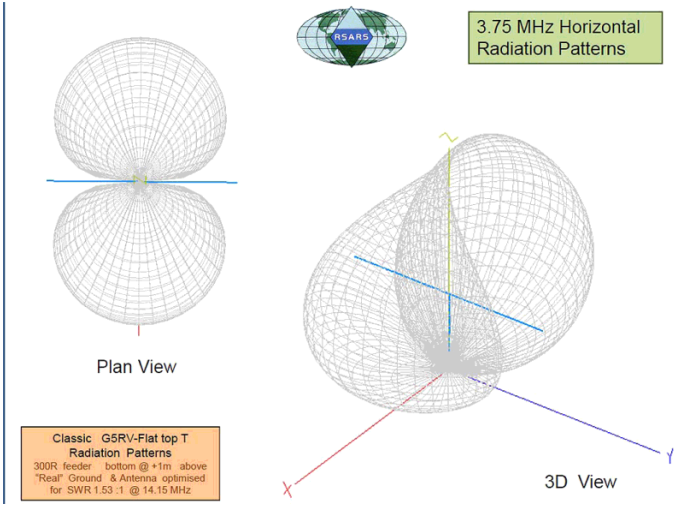
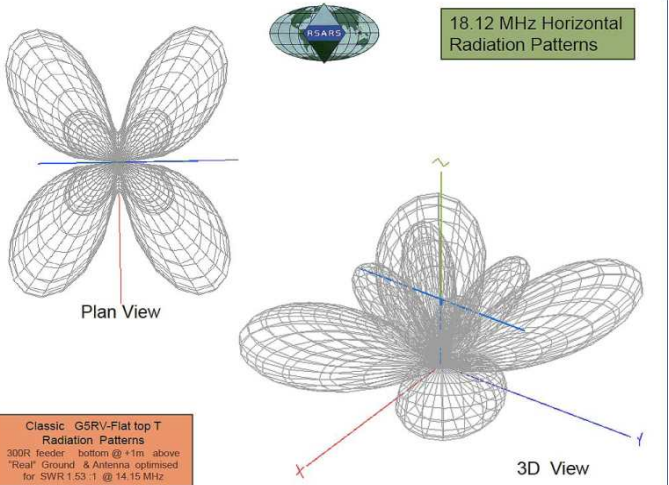
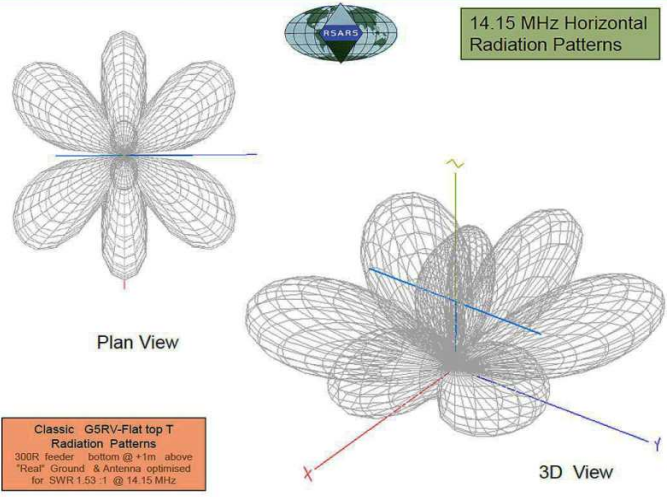
Freq: 24.940 MHz

WAVE LENGTH = 12.021 (m)
TOTAL PULSE = 573
THE LOWEST POINT OF ANTENNA = 1.640 M

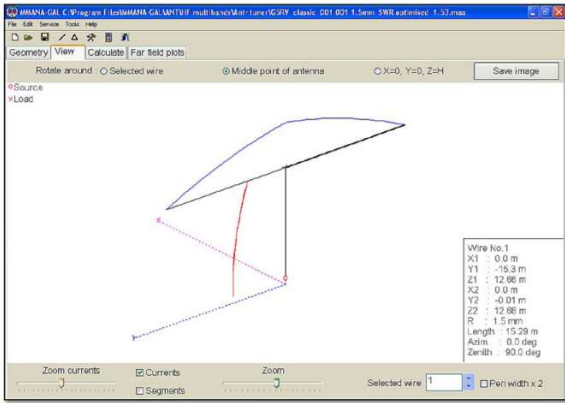
FILL MATRIX:
FACTOR MATRIX...
PULSE U (V) I (mA) Z (Ohm) SWR
v5c 1.00+0.00 2.89-2.96 168.07+184.76 7.59

CURRENT DATA...
FAR FIELD...
NO FATAL ERROR(S)
3.97 sec

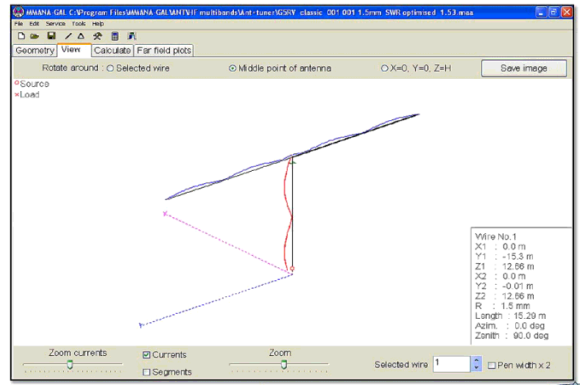
No.	F (MHz)	R (Ohm)	X (Ohm)	SWR 50	Gh dBd	Ga dBd	F/B dB	Elev.	Ground	Add H	Polar.
6	24.94	168.1	184.8	7.59	---	10.26	-3.87	12.3	Real	1.0	horiz.
5	21.2	74.23	369.1	38.8	---	9.27	-22.17	14.4	Real	1.0	horiz.
4	18.12	34.51	-71.18	4.87	---	8.83	-29.8	16.7	Real	1.0	horiz.
3	14.15	76.25	-0.457	1.53	---	7.84	-0.74	21.6	Real	1.0	horiz.
2	7.05	46.32	-43.23	2.4	---	6.02	---	44.5	Real	1.0	horiz.
1	3.75	15.42	24.92	4.11	---	6.94	-1.02	90.0	Real	1.0	horiz.



3.75 MHz



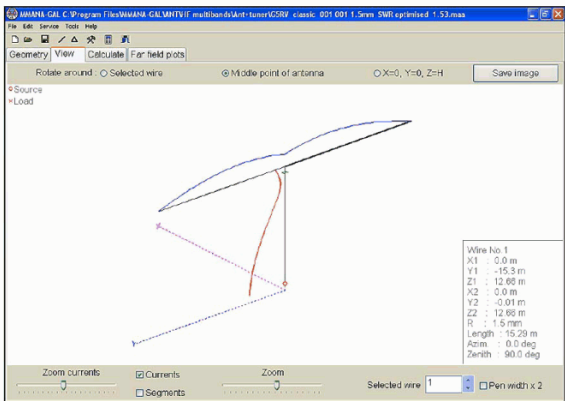
21.20 MHz



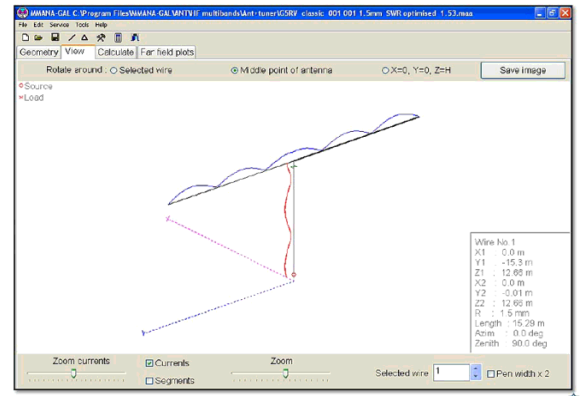
Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns
300R feeder bottom @ +1m above "Real" Ground & Antenna optimised for SWR 1.53:1 @ 14.15 MHz

Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns
300R feeder bottom @ +1m above "Real" Ground & Antenna optimised for SWR 1.53:1 @ 14.15 MHz

7.05 MHz



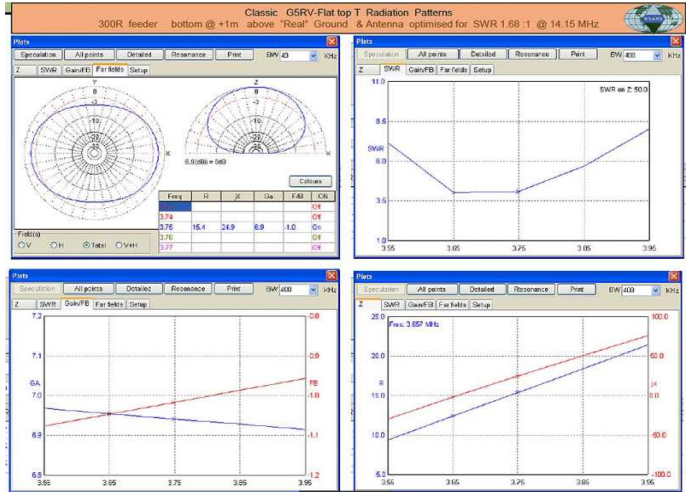
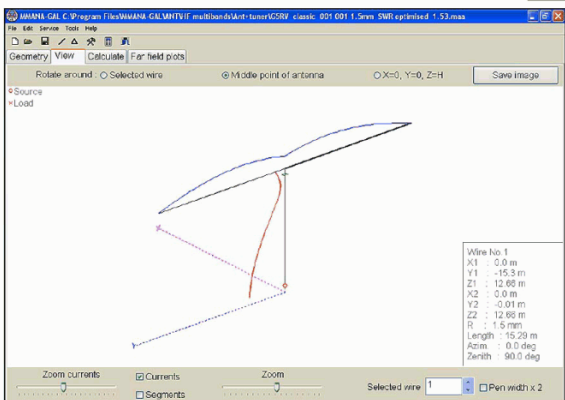
24.940 MHz



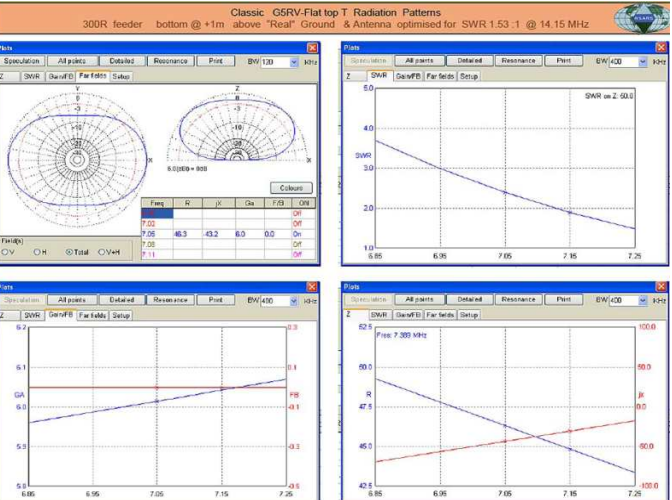
Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns
300R feeder bottom @ +1m above "Real" Ground & Antenna optimised for SWR 1.53:1 @ 14.15 MHz

Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns
300R feeder bottom @ +1m above "Real" Ground & Antenna optimised for SWR 1.53:1 @ 14.15 MHz

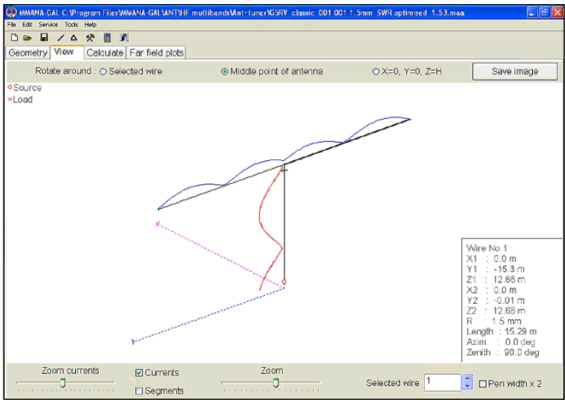
7.05 MHz



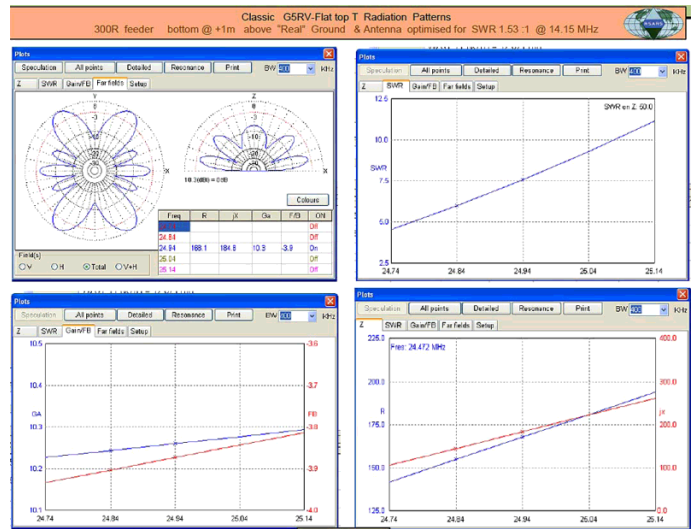
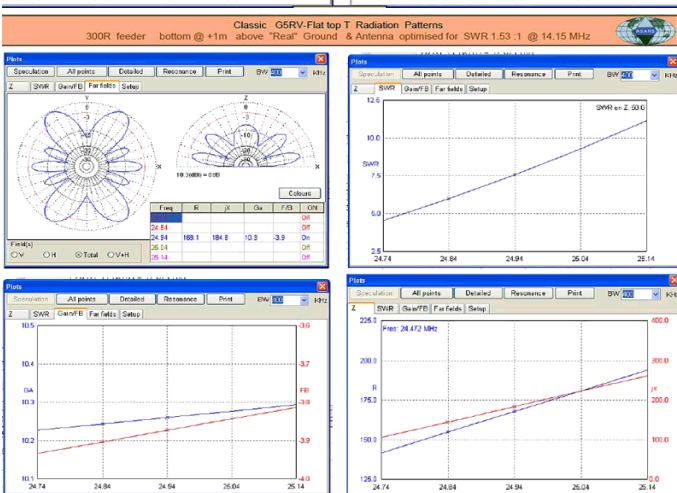
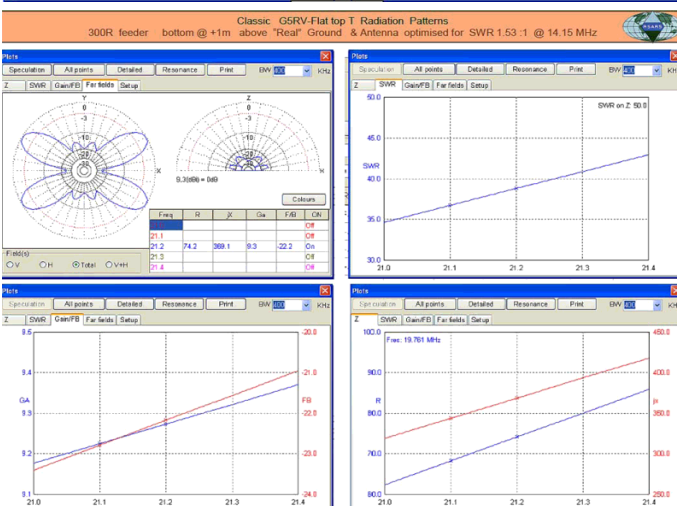
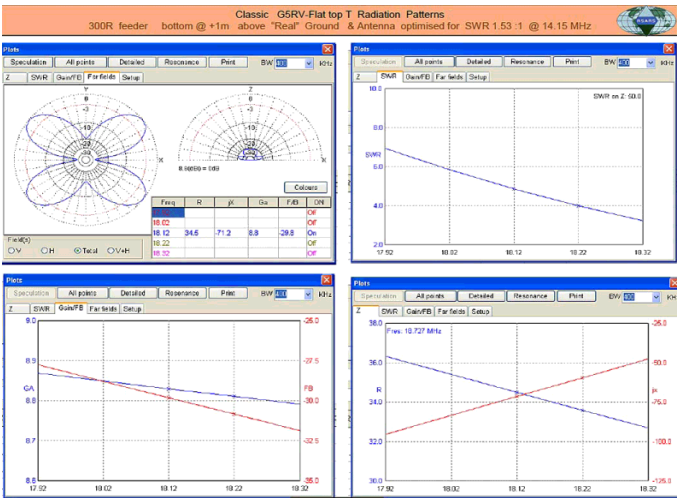
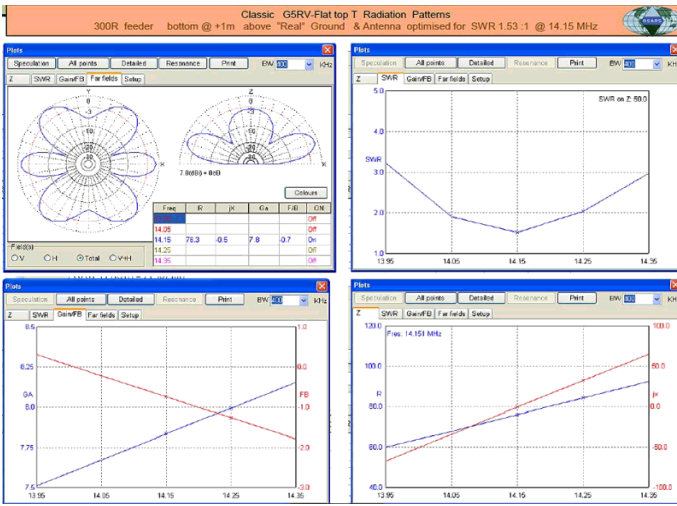
Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns
300R feeder bottom @ +1m above "Real" Ground & Antenna optimised for SWR 1.53:1 @ 14.15 MHz



Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns
300R feeder bottom @ +1m above "Real" Ground & Antenna optimised for SWR 1.53:1 @ 14.15 MHz



Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns
300R feeder bottom @ +1m above "Real" Ground & Antenna optimised for SWR 1.53:1 @ 14.15 MHz



$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{k}} \log \frac{d}{r}$$

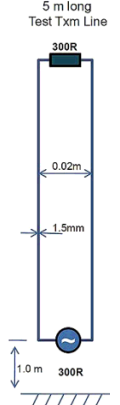
- Z_0 = волновое сопротивление линии
- d = расстояние между проводниками линии
- r = радиус проводников
- k = диэлектрическая проницаемость среды между проводниками

APPENDIX A

Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns

Check of the vertical 300R feeder 5 m long model & bottom @ +1m

No.	F (MHz)	R (Ohm)	X (Ohm)	SWR 300	Gh dBd	Ga dB	F/B dB	Elev	Ground	Add H.	Polar
6	24.94	329.7	-17.82	1.12	---	-42.92	---	30.5	Real	1.0	horiz.
5	21.2	339.2	-7.548	1.13	---	-45.7	---	34.2	Real	1.0	horiz.
4	18.12	365.6	8.019	1.22	---	-48.56	---	37.8	Real	1.0	horiz.
3	14.15	361.2	33.46	1.24	---	-52.95	---	44.5	Real	1.0	horiz.
2	7.05	318.1	31.85	1.13	---	-63.54	-0.84	90.0	Real	1.0	vert.
1	3.75	305.6	18.42	1.07	---	-73.0	-1.32	80.0	Real	1.0	vert.



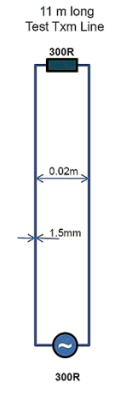
NOTE -1 MMANA-GAL cannot model insulation dielectric, consequently the transmission line has to be modelled as an open wire feeder - shown in the diagram at the side. A 5m length of line was used for the initial check -- Results are within acceptable limits.

APPENDIX B

Classic G5RV-Flat top T Radiation Patterns

Check of the vertical 300R feeder 11 m long model & bottom @ +1m

No.	F (MHz)	R (Ohm)	X (Ohm)	SWR 300	Gh dBd	Ga dB	F/B dB	Elev	Ground	Add H.	Polar
12	24.94	332.7	-10.29	1.11	---	-42.76	---	47.3	Real	1.0	horiz.
11	21.2	326.2	16.27	1.1	---	-44.08	---	18.0	Real	1.0	horiz.
10	18.12	302.8	10.26	1.04	---	-44.94	---	21.4	Real	1.0	horiz.
9	14.15	312.3	-42.36	1.15	---	-47.59	---	28.7	Real	1.0	horiz.
8	7.05	425.8	45.64	1.45	---	-57.78	---	48.2	Real	1.0	horiz.
7	3.75	346.7	74.75	1.31	---	-65.96	-0.96	90.0	Real	1.0	vert.



NOTE -2 The second check used the same Appendix A MMANA-GAL model, but the length increased to 11m - close to what would be used in practice. -- Results confirmed the model is within acceptable limits for use with the G5RV Antenna model.

Китайский FX-4 трансивер

Размеры: Ширина 10.41см x высота 7.11см x глубина 3.81см

Масса: 363 грамма

Потребляемый ток при приёме: 250-270 мА

Потребляемый ток при передаче: 1200 мА

Диапазоны:

7.000.00 - 7.300.00 МГц

14.000.00 to 14.350.00 МГц

9.999.00 to 10.150.00 МГц

18.068 to 18.168.00 МГц

Frequency control 75 MHz

Дисплей LCD - 128x64

Выходная мощность CW, SSB 5 Ватт

Подавление внеполосных излучений -43 дБ при 5 Вт

Частота тонального генератора 550-1500 Гц

Чувствительность приёмника 0.3uV

Селективность -3dB/ 2.6кГц -40db/ 4.5кГц

Аудиовыход 1 Вт на 8 Ом

Встроенный электронный ключ 5-40 wpm

Память: 10 каналов на диапазон, всего 40 каналов

Фильтры DSP: 300KHz, 500KHz, 1.3KHz, 1.6KHz, 1.9KHz, 2.2KHz, and 2.5KHz.

Уход частоты меньше 5 Гц через 5 минут после включения

<http://www.lnprecision.com/>



КВ Трансивер TH-920

Диапазоны RX:

30 KHz -29.999999 MHz

Диапазоны TX:

3.500- 3.9999 MHz

7.000- 7.300 MHz

10.100- 10.150 MHz

14.000- 14.350 MHz

18.068- 18.168 MHz

21.000- 21.450 MHz

24.890- 24.990 MHz

28.000- 29.700 MHz

Виды модуляции: SSB/CW/FM/AM

Выходная мощность: 1-10 Ватт

Питание: 13.8В/0.7А приём, 13.8В/4А

Габариты: 230X230X90mm

Масса: 3.5 кг

Частоты преобразования: 45 МГц, 12 МГц, 455 кГц (ЧМ).

Подавление внеполосных излучений: не менее 70 дБ

Чувствительность: SSB/CW 0.2 мкВ, AM 1 мкВ, ЧМ 0.2 мкВ

Селективность: 2.4 кГц/6 дБ, 3.6 кГц/40 дБ, AM 6 кГц, CW 200-1200 Гц

Цена \$354.67





AF-019 Lampedusa Isl. Alessandro, IW5ELA будет работать позывным IG9/IW5ELA с 8 по 18 сентября 2013 г. Антенна — многодиапазонный вертикал, будет работать в основном CW. QSL на домашний адрес

EU-172 Langeland Isl. Derek, G3KHZ и Steve G4EDG будут работать позывным **5Q7Y** с 14 по 21 сентября. QSL через DL8DW, direct, бюро, OQRS и LoTW. Дата еще окончательно не установлена, возможно сначала они будут работать позывным GW3KHZ/P 3 или 4 дня, начиная с 6 сентября, только CW. QSL через G3KHZ.

AF-014 Srigina Isl.

Look for 7T9A for the 50th anniversary of the A.R.A. between September 19 and September 21. Activity on all bands and all modes. QSL via bureau.

AF-019 Lampedusa Isl.

Alessandro, IW5ELA is active as IG9/call until September 18. Alessandro is using a vertical multiband along and operates mainly in CW. QSL via home call.

AF-104 Srigina Isl.

7T9A is a special call for the 50th Anniversary of the creation of A.R.A. Between Sept. 19-21, 2013 will be on air on all bands and all modes. QSL via manager.

EU-038 Texel Isl.

Tonnie, PA9CW is operating as call/P until September 21. He operates mostly in CW on 30 meter and some PSK and RTTY as well. QSL via home call, direct or bureau.

EU-067 Milos Isl

Marek, SP5ISZ is operating in 'holiday-style' until September 24. QRV on HF allowing the propagation. QSL via home call, direct, bureau or LoTW.

EU-121 Aran Isl

Operators will be active as EJ0M between September 28 and October 4. They will set up 5 stations with 10 operators using SSB and CW. QSL via G0MTD, bureau or direct.

EU-170 Dugi Otok.

A group of operators will be QRV as 9A/IQ3VO between September 28 and October 1. Look for them on all bands using all modes. QSL via IV3VO

EU-172 Langeland Isl.

Derek, G3KHZ and Steve G4EDG will be active as 5Q7Y between September 14 and September 21. QSL via DL8DW, direct or bureau, OQRS and LoTW.

NA-130 Broughton Isl

Mike, VE2XB will be operating between September 23 and September 27. Focus will be on 40 and 75 meter using CW and SSB. This is in the CDN High Arctic off Baffin Island. His activity will concentrate on 40 and 75 m CW/SSB. Website www.vy0brr.jimdo.com QSL via ve2xb

OC-009 Palau T8GM

Gerben, PG5M will be active from Palau and Yap during the following dates: Arrival: September 15 at 00:35 (local time) - departure 20 at 02:55 (local time). Location is VIP Guest Hotel in Koror. Operation 10-40 meters and perhaps some 80 meter activity. Station will be Elecraft K3 and

antennas beams, verticals and dipoles.

OC-016 3D2

Viti Levu 3D2GC by LZ1GC 20/09-26/09

OC-060 Rotuma Is

3D2GC/p and 3D2DD/p by LZ1GC and LZ2DD будут работать с 27/09 по 11/10 2013 г.

OC-191 Niuatoputapu Isl

Masa JA0RQV is planning to return to Tonga and QRV as A35JP/P between September 19-24, 2013. This operation will depend on weather and flight to the island, with limited activity because of limited supply of electric power. QRV on 80-6m, CW/SSB. QSL via H/c. Note: In case flight is cancelled, Masa may QRV from Tongatapu Island (OC-049) or Haapai Island (OC-169) or Vavau Island (OC-064) instead. Zorro JH1AJT will be in Nay Pyi Taw, Myanmar from 18th to 23rd September signing XZ1Z again. He has spotted a better location on top of a 1557 feet hill, and expects to have better signals. He will bring a 10-15-20m tri-band Yagi, in addition to the GPs used last month. The operation will be mainly CW this time and focus on NA/SA. QSL via ClubLog OQRS (preferred) or JH1AJT. In mid-November, Foundation for Global Children (FGC) will have a multi national team DXpedition to Myanmar for about 10 days. Three to four stations, 24 hours, 160 – 10m, CW/SSB/Digi. QSL via home call.

OC-238 Reao Atoll.

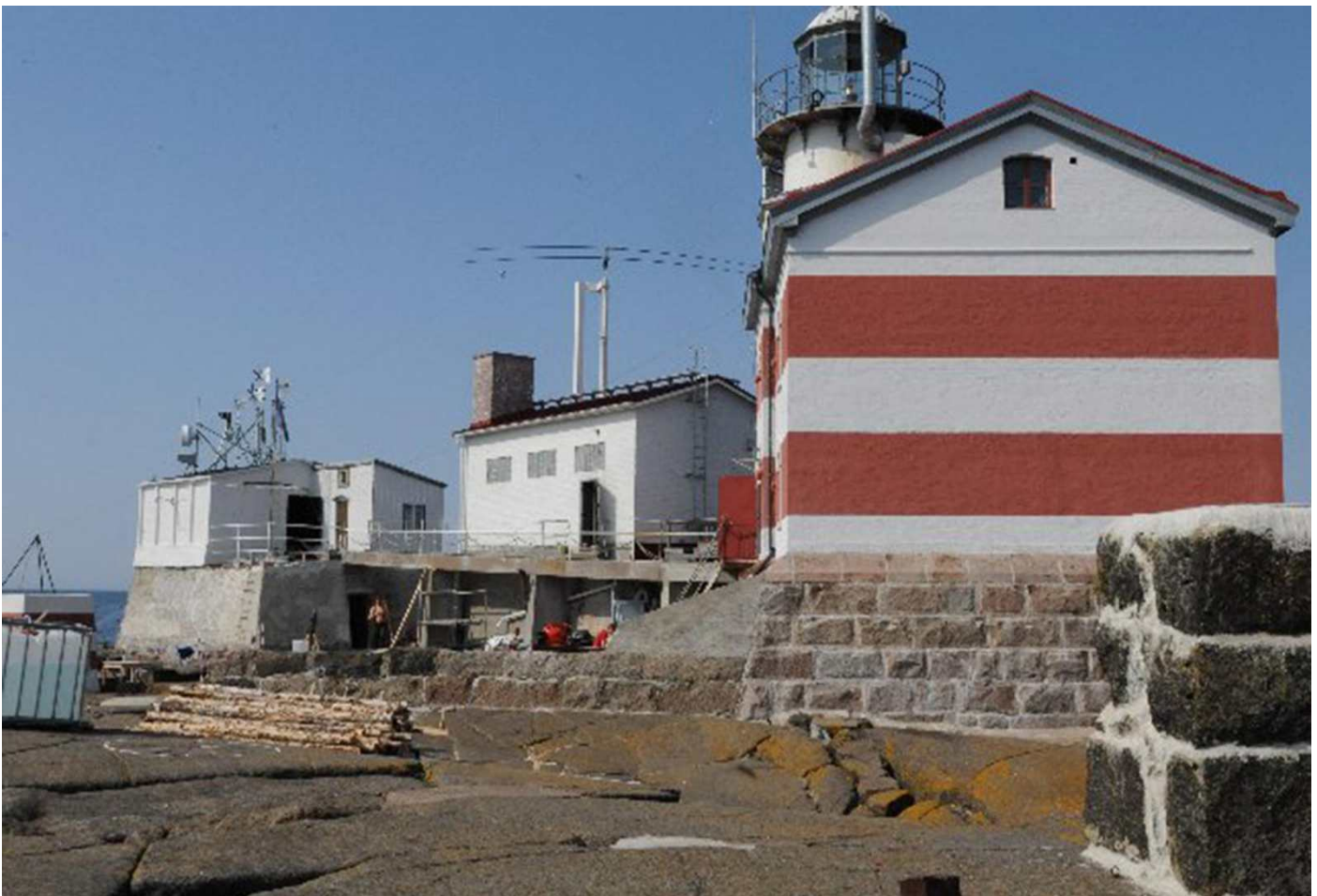
(Sept 18-25, 2013). Yoshi, JJ8DEN plans activity as FO/KH0PR from French Polynesian islands. QRV 80-10m, CW and Digi. QSL via JJ8DEN.

SA-004 Isabella Isl

Geoff, G8OFQ is operating as HC8/call until end of September. Operation from 40 to 10 meter. QSL via home call.

EU-035 Market Reef

OJ0W. Pasi, OH3WS will be on Market Reef as a voluntary worker between September 21-27, 2013. QRV during spare time, look for OJ0W on 40-10m, CW & SSB. QSL via H/c.



3B8, MAURITIUS

Darren, G0TSM will be QRV in 'holiday-style' as 3B8/call between September 18 and September 28. Plans are to operate in SSB, CW and RTTY from 40 to 10 meter and 6 meter also. Log will be uploaded to LoTW and Clublog during his stay. QSL via OQRS.

3D2, FIJI & ROTUMA

Stan, LZ1GC and Rocky, 3D2DD will be QRV as 3D2CC and 3D2GC from these islands between September 20 and October 15.

4O, MONTENEGRO

Gab, HG3IPA will operate as 4O/call between September 23 and September 30. QRV on all bands using CW, SSB and RTTY. QSL via HA3JB.

8Q, MALDIVES

Christian, DL2MDU and Heike DO3HDA will be active as 8Q7CF between September 15 and September 28. QRV in 'holiday-style' from 80 to 10 meter using CW, SSB and digital modes. QSL via DL2MDU.

9M2, WEST MALAYSIA

Fusa, JR3CNQ and Take, JS6RRR will operate as 9M2/calls between September 21 and September 23. QRV from 40 to 10 meter using CW, SSB and digital modes. QSL via home calls.

9V, SINGAPORE

Fusa, JR3CNQ and Take, JS6RRR will operate as 9V1/calls between September 20 and September 23. QRV from 40 to 10 meter using CW, SSB and digital modes. QSL via home calls.

FO, FRENCH POLYNESIA

Jean-Marc, F5CLI is QRV as FO/call until November 8. QRV from 40 to 10 meter QRP using CW and JT65-JT9. QSL direct via home call.

FP, ST PIERRE AND MIQUELON

Peter, DJ4TC and Hermann, DL2NUD are operating as FP/call until September 21. They are QRV on 2 meter, 70 and 23 centimeter using JT65B and JT65C. QSL via home calls.

FR Reunion Isl.

Willi, DJ7RJ is returning to Reunion island and will operate as FR/DJ7RJ from September 28 to November 2, 2013. QRV on 160-10m, CW/SSB and will pay special attention to the low bands for US and JA. QSL direct.

HB0, LIECHTENSTEIN

Johannes, DF5AU will be active as HB0/call between September 14 and September 19. He will focus on the higher bands using CW and SSB. QSL via home call, bureau, direct or LoTW.

IS0, SARDINIA

Hubert, OE3FHA is operating as IS0/call until September 26. QRV on 40, 20 and 15 meter using SSB. QSL via home call, bureau or direct.

JD1, MINAMI TORISHIMA

Take, JG8NQJ is active as call/JD1 until mid-September. He is operating mainly in CW on 17 meter, but with activity on 15, 12 and 10 meter also. QSL via JA8CJY direct or via JG8NQJ bureau.

JW, SVALBARD

Karl, LA8DW will be active as JW8DW between September 25 and October 3. QSL via home call.

PJ4, BONAIRE

Frank, PH2M will be QRV as PJ4M between September 13 and September 26. Activity on HF. QSL via home call.

PJ7, SINT MAARTEN

David, AH6Y will be QRV as PJ7/call between September 13 and September 18. Activity will be on 15, 17 and 20 meter using SSB only. QSL via home call.

T8, PALAU

Gerben, PG5M will be active as T8GM between September 15 and September 19. QRV from 40 to

10 meter using CW only. QSL via home call.

T8, PALAU

Masashi, JL1FUQ will operate as T88GJ from September 20 to September 24. QRV from 20 to 6 meter using SSB and digital modes. QSL via home call, direct or bureau.

TN, CONGO

Arie PA3A, Marian PD1AEG, Ad PA8AD and Angelina PA8AN will be QRV as TN2MS in cooperation with DAGOE Foundation and Mercy Ships. They will be MM between September 22 and September 27. Further they will be active from Pointe Noire from September 28 until October 11. QSL via OQRS on www.tn5ms.nl/qsipolicy.php. or via PA3AWW bureau. Lotw will be uploaded after the trip.

VK9L, LORD HOWE ISLAND.

Thomas, VK2CCC plans activity on 80 and 160m from Lord Howe island from September 22 until September 29. QSL via home call.

VP9, BERMUDA.

George K3GP, Jamie WW3S and Ray, ND8L will be operating as VP9/calls between September 26 and September 30. This includes an entry in the CQ WW RTTY contest as VP9I. QSL via home call. VP9I also via WW3S.

VP9/DL1YAF.

Christoph DL1YAF will be active from Bermuda as between September 07-25, 2013. Holiday-style operation on SSB/CW/PSK31. QSL: Bureau or direct (SAE + GS – please no IRC)

XZ, MYANMAR

Look for XZ1Z between September 18 and September 23 on 10, 15 and 20 meter mainly in CW. QSL via JH1AJT.

YB, INDONESIA

Bert, PD1SA is operating as YB1/call from west Java until September 28. He operates on 20 meter SSB, but might be on 80 and 40 meter as well. QSL via home call.

YN, NICARAGUA

Rick, AI5P is QRV as YN2PX until September 23. Rick is active on all HF bands. QSL via home call, direct or bureau.

Special call

DL, GERMANY.

DM1813LEI until the end of October to commemorate the Battle of Leipzig. QSL via bureau.

JA, JAPAN.

8N0CKM Special event to celebrate the 10th anniversary of Ckikuma-City until October 31. QSL via bureau.

JA, JAPAN.

8J120TAM commemorates a transfer of jurisdiction from the pref. Kanagawa to the pref. Tokio 120 years ago. QRV from August 24 until the end of the year. QSL via bureau.

OM, SLOVAKIA.

OM150MS Members of the HOREC Radio club are celebrating 150 years of Matica Slovenska, the Slovakia's scientific and cultural institution. QRV until the end of the year. QSL via OM3KHT.

S5, SLOVENIA. The following special event call signs are expected to be in use to celebrate EuroBasket 2013 (the FIBA European Basketball Championship to be held in Slovenia on September 4 to September 22): S500EB, S513EB, S521EB, S522EB, S523EB, S531EB, S533EB, S539EB, S541EB, S542EB, S543EB, S544EB, S546EB and S563EB. QSL via bureau.

UA, RUSSIA. R863LC special call for the 1150th anniversary of Smolensk. QRV between August and October. QSL via R3LC.

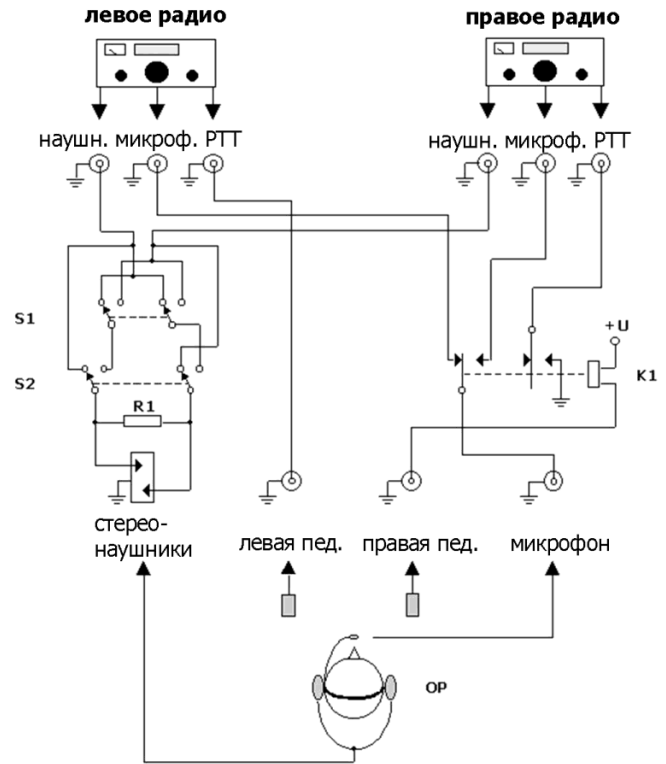
XE, MEXICO. 4A1SG Radio Club Queretaro celebrates its 40th anniversary until the end of the year. QSL via bureau and LoTW.

Основной блок коммутации SO2R

Stefan v.Baltz DL1IAO

Работа одного оператора с двумя радио (SOR2) в тестах становится всё популярнее. Низкочастотная часть девайса очень простая, и включает наушники по одному с каждого радио и переключаемый микрофон. Коммутация по ВЧ более сложная, так как надо заботиться о защите и/или взаимной блокировке обоих радио для уменьшения интерференции. На рисунке показана схема коммутации, которую я успешно использовал долгое время, иногда добавляя новые элементы. Левая часть схемы переключает левый наушник на 3 режима:

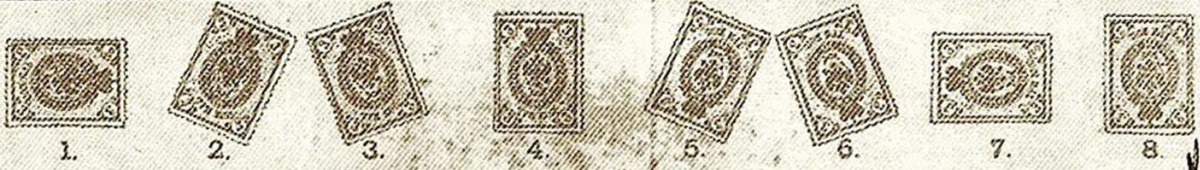
оба уха к отключенному (моно) радио;
 оба уха к включенному (моно) радио;
 левое ухо к отключенному радио, правое ухо к включенному радио (стерео). Переключатель S2 выбирает режим моно/стерео, S1 - когда радио в моно режиме. R1 включен для регулировки стереоэффекта, и его значение подбирается индивидуально. Как известно, при бинауральном эффекте используются возможности слухового аппарата и коры головного мозга лучше фиксировать слабые акустические сигналы. Правая часть представляет простое релейное переключение двух микрофонов. Работая на левом радио, Вы нашли новый множитель на правом радио. Нажимаете правую педаль и микрофон переключается на правое радио. Не имеет значения, используется VOX или педаль левого радио, поскольку микрофон разъединен и подключен к правому радио при помощи реле K1. Если Вы предпочитаете работать справа, надо поменять местами кабели микрофона и РТТ.



Если Вы предпочитаете работать справа, надо поменять местами кабели микрофона и РТТ.

ЯЗЫКЪ ПОЧТОВЫХЪ МАРОКЪ.

YU, 13, 9052



МАРКИ, НАКЛЕЕННЫЯ НА КОНВЕРТЪ

Издание № 4. — год. Гатчина СПб. губ. Арсеналовское шоссе, д. 18.

съ правой стороны адреса:	съ лѣвой стороны адреса:	сверху адреса:	подъ адресомъ:	на мѣстѣ печати:
1) Забудь меня, прощу.	1) Я тебя обожаю.	1) Я тебя ненавижу.	1) Ты сильно ошибаешься, мой друг!	1) Осторожно—онъ (она) все узналъ (а).
2) Первый шагъ принадлежитъ мужчине.	2) Ты мнѣ дорогъ (а).	2) Ты—извергъ!	2) У тебя есть опасный соперникъ (ница).	2) Какой (ая) ты наипиний (ая).
3) Будьте смѣлѣе.	3) Вези тебя мнѣ жизнь не мила.	3) Я въ вамъ совершенно равнодушна (онъ).	3) Ты слишкомъ ревнивъ (а).	3) Не надѣйтесь по пустому.
4) Наклейка марки безъ значенія.	4) Скороль увидимся?	4) Ты мнѣ цудоуль (а).	4) Я на тебя сердигъ (а).	4) Тебя любить, съ тобою жить, съ тобой и умереть.
5) Мнѣ запрещено тебя видѣть.	5) Скучаю безъ тебя.	5) Безсовѣтнй (ая), ты мнѣ измѣнилъ (а).	5) Прости меня.	5) Возвращайся скорѣе, я тоскую.
6) Онъ (она) прѣехалъ (а).	6) Осторожнѣе, чтобы письмо не попалъ ему (ей).	6) Оставьте меня въ покоѣ.	6) Мнѣ все равно.	6) Я тебя не върю.
7) Завтра въ то же время и въ томъ же мѣстѣ.	7) Ты для меня и рай и адъ.	7) Ты мнѣ противенъ (на).	7) Глуше поступить трудно.	7) Твоя (твой) на въкъ.
8) Я приговоръ твой жду, я жду рѣшенія.	8) Лети ко мнѣ моя ласточка (голубокъ)!	8) Я васъ презираю.	8) Какой (ая) ты смѣшной (ая).	8) Нельзя повѣрнуть, чтобы лицемѣрнть ты могла (могъ).

DRESSLER TSUNAMI

Karl Brauchle DC9DZ

Мы продолжаем знакомить наших читателей с творчеством конструкторов любительских усилителей большой мощности, во много раз превышающей официально разрешенные уровни, зафиксированные регламентами любительской службы стран, членов Международного Союза Радиосвязи - ITU. И если еще лет десять назад стеснялись сообщать в СМИ о работе на любительских диапазонах с выходной мощностью 15-20 кВт, сейчас не только не стесняются, но и производят такие монстры, и более того, успешно используют их при работе в соревнованиях. Однако технические проблемы, возникающие при изготовлении таких усилителей, существуют, и профессиональные радиоинженеры найдут много «интересного» в рекламируемых изделиях, одно из которых изображено на фотографиях. Детальное описание усилителя и методика настройки и контрольных измерений в следующем номере журнала.

В.Бензарь EU1AA

И.Зельдин UR5LCV

Data of Tsunami RF Linear Amplifier

RF linear amplifier covers all amateur bands from 1.8 MHz to 29.7 MHz

3 Power supply transformers 10000 VA , 1200 VA & 1 VA

Plate voltage at full output power 6500 V

Screen voltage, stabilized 1000 V

Grid voltage, regulated -245 V +/-20 V

Filament 7.5 V / 75 A

Input SWR in the middle of band

160m-30m 1:1.25

20m 1:1.35

15m 1:1.45

12m-10m 1:1.65

Gain (1.8 – 29.7 MHz) 20 -21.6 dB

Neutralization 1.8 – 29.7 MHz:

Isolation between input and output 45 – 50 dB

Output with: 5 W Input: 0.75 KW Input: SSB Signal:

10 W Input: 1.5 KW 33% of full 1 KHz Modulation

20 W Input: 2.9 KW on / off Ratio 1:2, Interruptions: 20 Hz

30 W Input: 4.4 KW

40 W Input: 5.8 KW Equipment:

50 W Input: 7.3 KW R&S 20 KW Dummy Load

60 W Input: 8.7 KW Bird Power Meter

70 W Input: 10.1 KW

80 W Input: 11.6 KW Measurements

90 W Input: 13.1 KW on 7.1 MHz

100 W Input: 14.6 KW

Harmonic output 50 dB below rated output

Intermodulation distortion 35 dB or better

Tube Eimac 4CX10000D

Input network:

1:9 Transformation, 450 Ohm, 500 W HF Resistor, Tube

Input Reactance Compensation &

Neutralization for each band, 11 pol. bandswitch, two levels

Output network:

Roller inductor 20 uH & 2 motorized vacuum capacitors 500

pF / 15 KV and 2.5 nF / 5 KV

Metering: Display of all parameters – no switching

Computer control of all switching functions: No relays

switching under power conditions

Soft start inrush, 10 sec delay time for full power

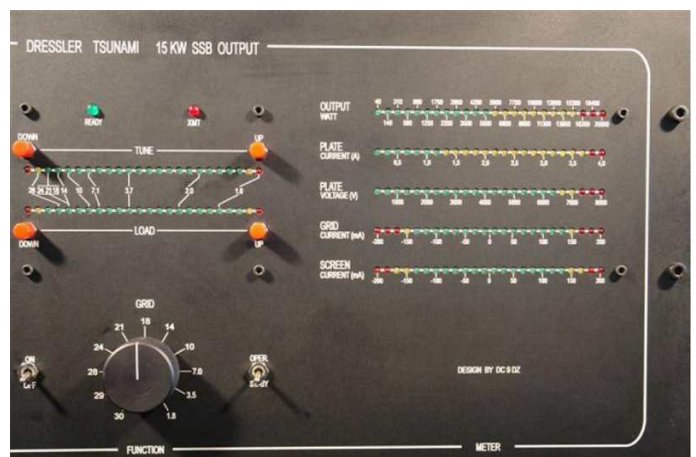
Turbine blower with 2 speeds

Well regulated screen and grid supply for +ve and -ve

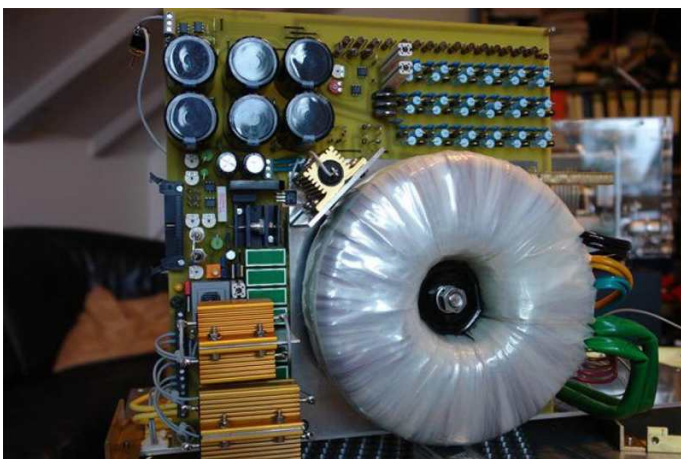
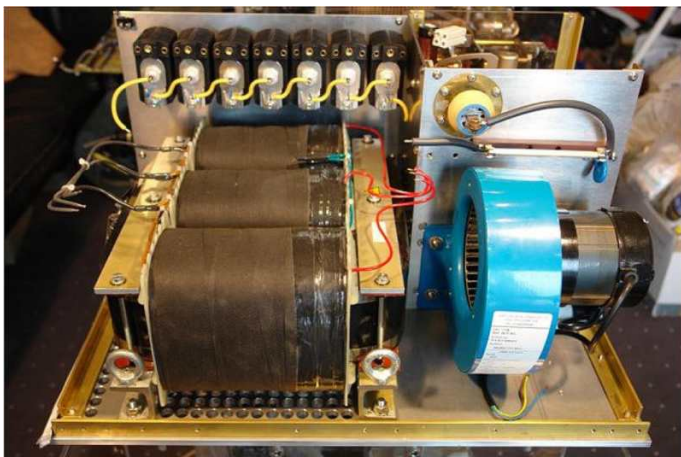
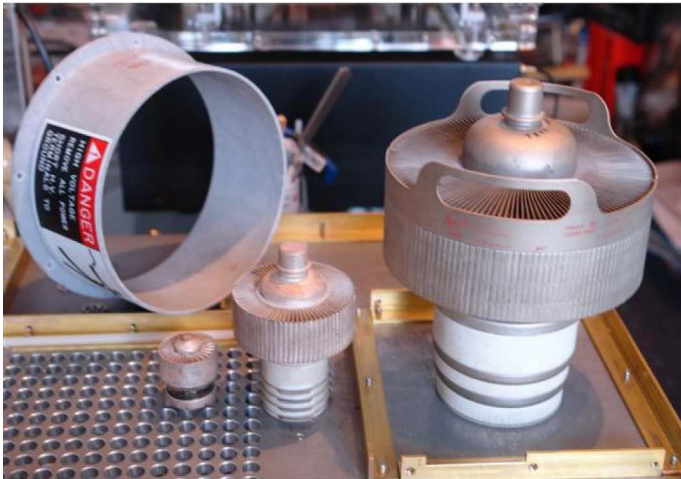
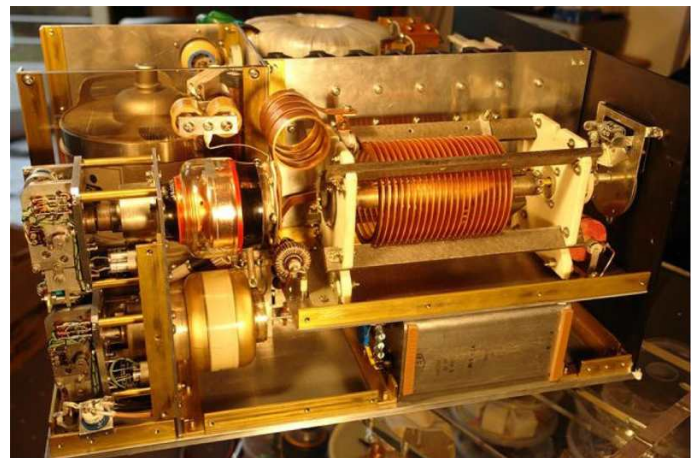
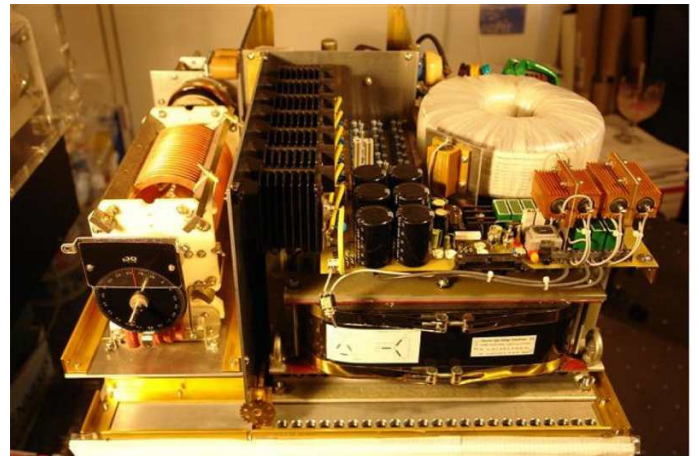
currents as well as current limiting to

protect the tube and minimize the IMD. It's impossible to

override the screen and grid



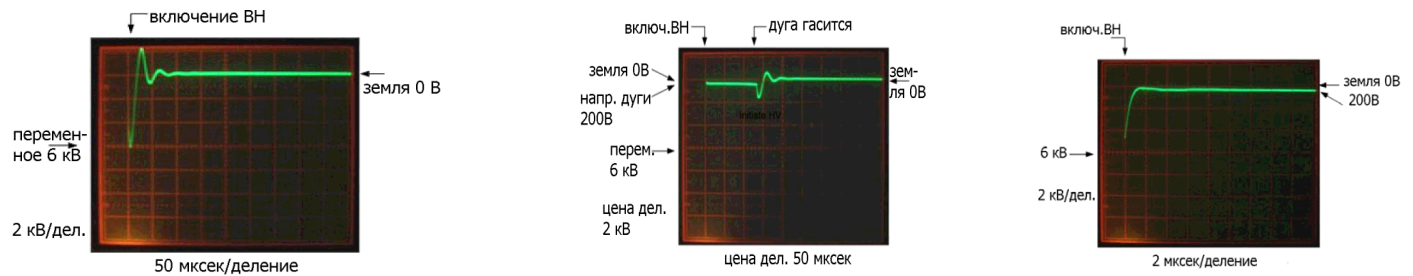
dissipation at any working conditions
 The finish is of high quality black eloxial alumina
 Dimension 575w x 310h x 585d mm
 Weight 132 Kg
 Accessory (for Icom-Transceivers) Module for optimized tuning (1 KHz; on / off: 1:2, 20 Hz)
 Price: Very low: About 1.7 €/W (1.7 €/W x 14.6 KW = 24.8 K€)



ГРОЗОЗАЩИТА ЛЮБИТЕЛЬСКИХ РАДИОСТАНЦИЙ

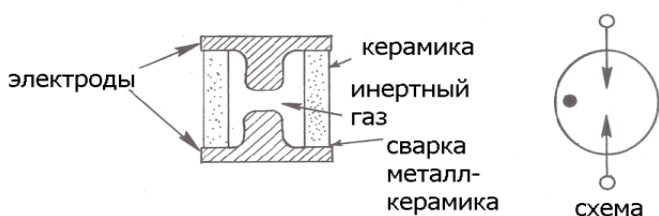
Регулировка разрядников.

Изменения напряжения в разрядниках 0,1,2 во времени (Рис.24,25,26).



Примечание. Не забывайте - напряжение пробоя для воздуха при нормальной влажности 3 кВ/мм

- Выкрутите винт разрядника. Сохраните гайку, или используйте новую гайку.
 - Подготовьте новый винт с метрической резьбой 4 x 10 мм, чтобы заменить старый винт.
 - Используя электрическую дрель с алмазным диском, сточите конец винта под 45 градусов так, чтобы конец винта имел острую форму.
 - Закрутите гайку до отказа.
 - Вкрутите винт в отверстие коаксиального искрового разрядника.
 - Подсоедините омметр между центральным проводом и корпусом разрядника.
 - Вращайте винт до момента, пока омметр не покажет короткое замыкание.
 - Шаг винта с метрической резьбой 4 x 10 мм составляет приблизительно 0.7 мм за оборот.
 - Открутите винта один-полтора оборота, что соответствует примерно 0.7 -1.5 миллиметровому промежутку между корпусом и центральной жилой.
 - Не рекомендуется устанавливать меньший промежуток, поскольку повышение температуры окружающей среды может привести к тепловому расширению металла и изменению установленного зазора разрядника.
 - Затяните гайку ключом, фиксируя винт. Делайте это аккуратно, чтобы не нарушить установку зазора разрядника.
 - Залейте герметиком соединение, чтобы не попала влага и нарушилась фиксация зазора.
2. Газовые разрядники и их характеристики газовых разрядников (рис.28,29).

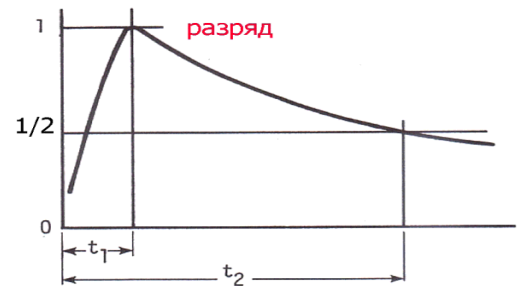


Время нарастания $t_1 \sim 8$ мксек.
 Пиковый ток ~ 25 кА.
 Время падения $t_2 \sim 50$ мксек половины амплитудного значения.
 Импульсный ток пробоя:
 25.000А, длительность импульса 8/20 мксек - 1 раз.
 10.000А, длительность импульса 8/20 мксек - >10
 2.500А, длительность импульса 10/350 мксек - 2 раза
 500А, длительность импульса 10/1000 мксек - >400
 100А, длительность импульса 10/1000 мксек - >1000

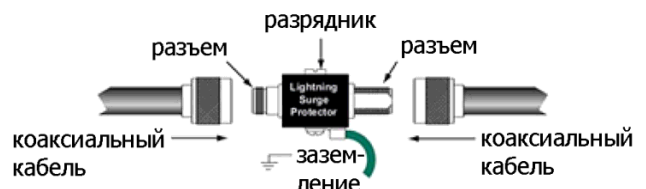
Коаксиальные газовые разрядники (рис.30А-36).
 Они выполнены в коаксиальном корпусе и подсоединяются в разрыв коаксиальной линии питания, как искровой коаксиальный разрядник А28. Максимальная мощность 1 кВт, частота 1 ГГц.

Основные параметры (рис.30А-35).

а. Подсоединяются непосредственно через коаксиальный кабель через разъемы.



Динамика изменения тока разряда во времени

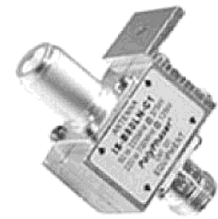


- б. Широкий выбор различных типов разъемов.
- в. Разрабатывают штекерные и розеточные соединители N-типа.
- г. Частоты от 1 мГц до 1 ГГц и больше, КСВ 1.5:1.
- д. Потери не превышают 0.1 дБ.
- е. Мощность от 400 Вт и выше.
- ж. Газовый разрядник съемный и может выбираться по заданным параметрам.

Alfa Delta \$70



Jet Stream \$55



Poly Phasor \$65

- з. Стандартные 50-омные разъемы PL-типа (розетка).
- д. Коаксиальный разрядник PWT_LPX090 Jetstream Product Line (рис.36,37).

Тестирование.

Используется приспособление и осциллограф, описанные в первой части статьи (рис.38).

Напряжение 6 кВ, график изменения напряжения, как и в предыдущем испытании (рис.39).

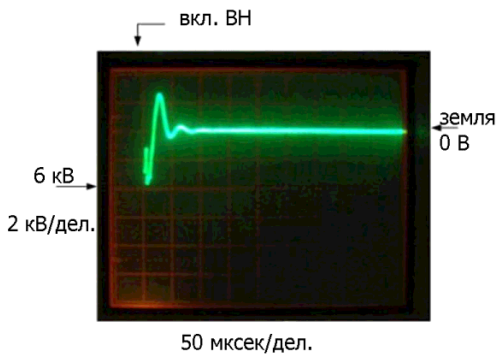
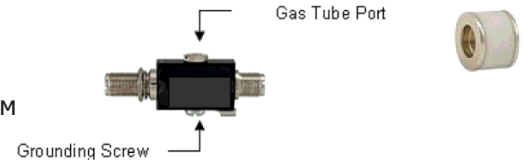
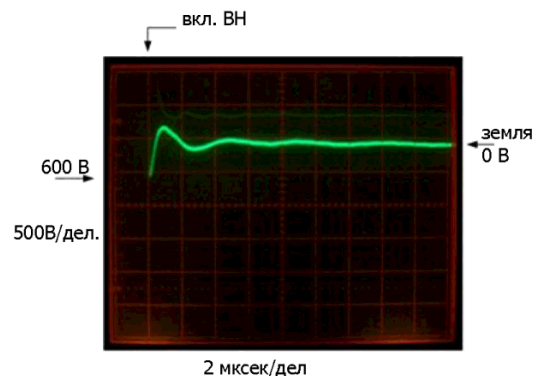
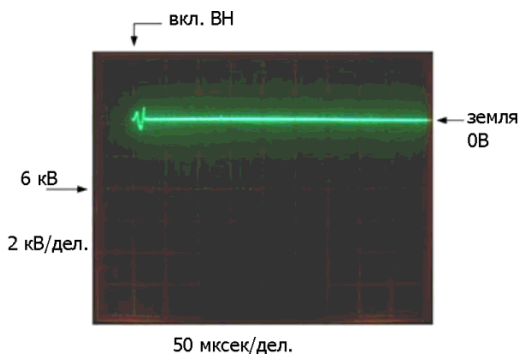


График изменения напряжения для газового разрядника 600 В, маленький перепад напряжения 10 В (рис.40).



Сравнение характеристик коаксиальных разрядников (искровых А28 и газовых): КСВ, потери, параметры защиты (рис. 42-44).

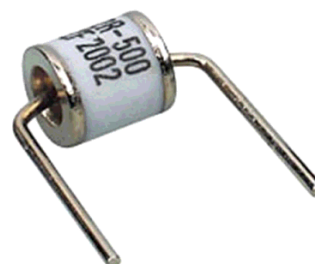
TYPE	VSWR at 1 MHz	VSWR at 30 MHz	VSWR at 150 MHz
0	1:1	1.03:1	1.18:1
1	1:1	1.05:1	1.29:1
2	1:1	1.03:1	1.17:1
Gas Tube	1:1	1.01:1	1.05:1

TYPE	I.L. at 30 MHz	I.L. at 150 MHz
0	< 0.05 dB	~ 0.05 dB
1	< 0.05 dB	~ 0.1 dB
2	< 0.05 dB	~ 0.05 dB
Gas Tube	< 0.05 dB	< 0.05 dB

Device	Firing Time	Clamping Time	Clamping Voltage
A28 Spark Gap	instantaneous	~ 1 usec	~ 200 V
L-Com Gas Tube	instantaneous	<< 1 usec	~ 10 V

Цилиндрический газовый разрядник (рис.45).

Основные параметры: низкое напряжение пробоя, использование с открытыми проводами; защита при импульсе тока 20 кА 8x20 мксек (одноразовое использование); напряжение разряда от 75 до 600 В. Я использую



разрядники Digikey Part number 2027-15-BLF-ND, 100 шт. \$85.

3. Варистор MOV на основе окиси цинка ZnO.

По внешнему виду напоминает керамический дисковый конденсатор (Рис.46).

При высоком напряжении (пробое) сопротивление уменьшается до нескольких Ом. Биполярный. Характеристики MOV представлены на Рис.47.

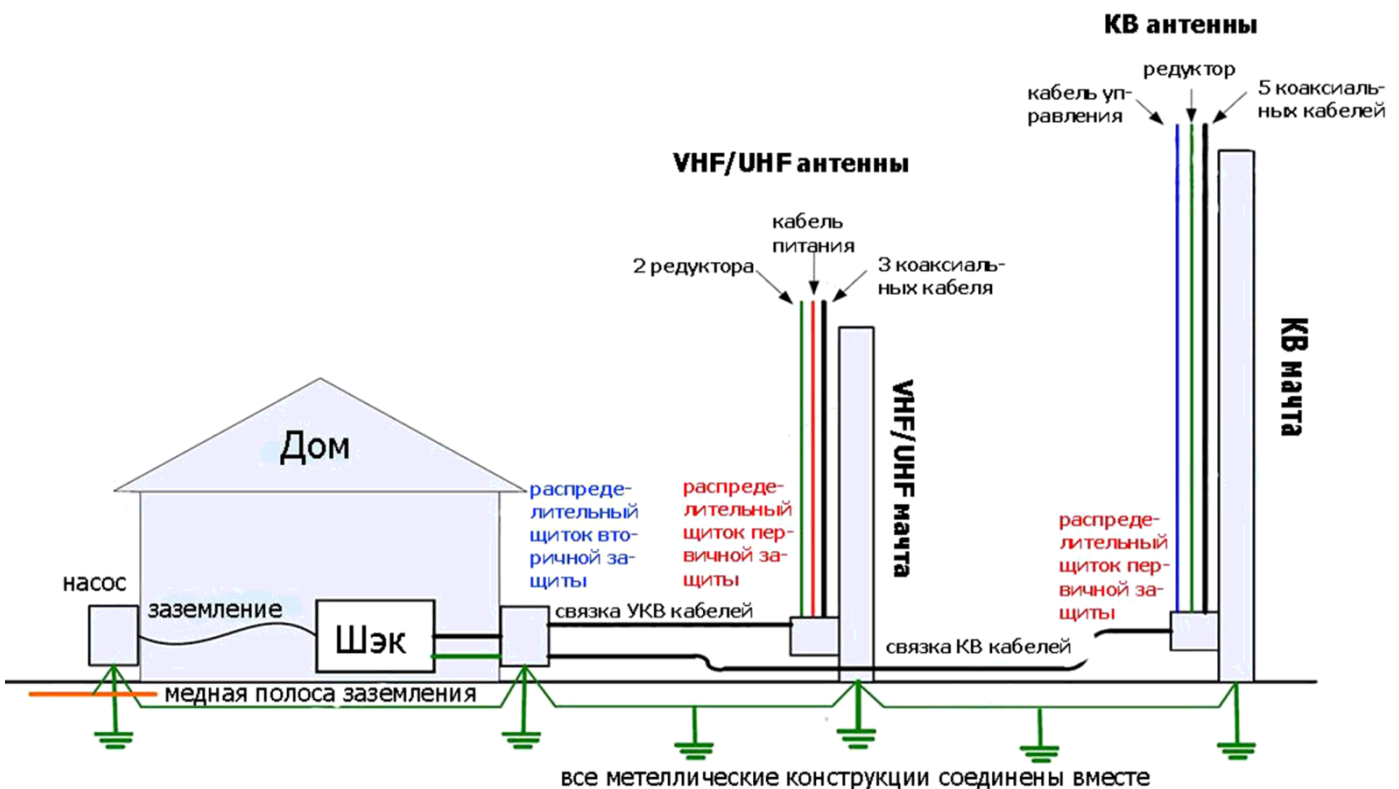
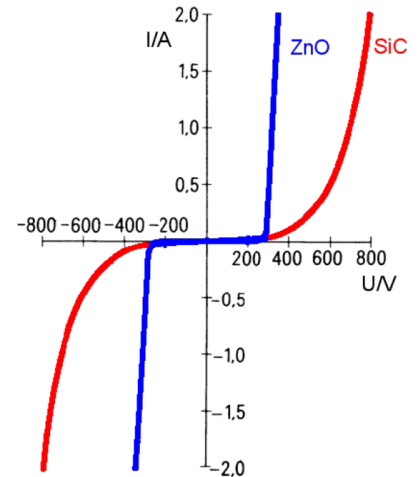
Идеальная защита для кабелей питания редукторов, силовых кабелей, кабелей управления.

Диапазон напряжения разряда - от 20 до 2000 В. Я применяю MOV Panasonic P7272-ND 100 В/6.5 кА. 100 штук стоит \$50.

Проект грозозащиты VA7JW.

Основными элементами грозозащиты являются антенные мачты, основание которых должно быть надежно заземлено. По ним стекают в землю статические заряды при приближении грозы и они же являются элементами первичного попадания молнии.

Первичная защита.



Эквивалентные сопротивления элементов, подверженных воздействию молнии (рис.48).

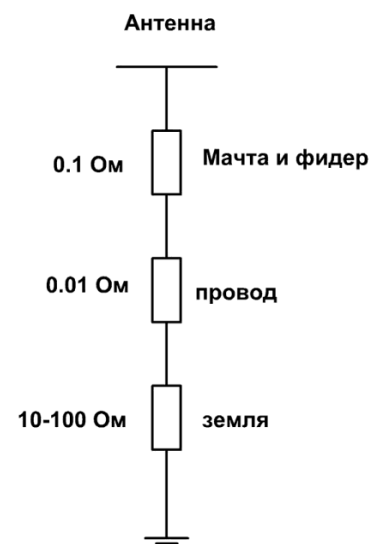
- а. Искровые коаксиальные разрядники типа А28 на KB, они не критичны для УКВ (проблемы КСВ).
- б. 230 вольтовые газовые разрядники для УКВ.
- в. 600 вольтовые коаксиальные газовые разрядники для УКВ.
- г. Для проводов используются 150-вольтовые газовые разрядники.

Вторичная защита.

- а. Все кабельные входы, которые идут в щЭК, чтобы снизить напряжение разряда.
- б. На KB 600-вольтовые газовые разрядники (при более низком напряжении они будут стрелять при мощности более 1.5 кВт).
- в. На УКВ 230-вольтовая газовые разрядники.
- г. Для проводов - MOV.

Все металлические конструкции, мачты, распределительные щитки, гидронасос соединяются между собой медным проводом диаметром не менее 4 мм и подсоединяются к точкам заземления.

Величины напряжений и токов.



- а. Ток при ударе молнии = 10.000 А.
 б. Напряжение на мачтах около земли— 1000 В.
 в. Напряжение на проводах заземления - 100 В.
 г. Напряжение наверху заземленных проводов и мачт — 100.000 В.
 Напряжение экспоненциально уменьшается с расстоянием от точки максимального потенциала. На **рис.49** показано фото коровы после удара молнии.



ЭТИКА И ПРАВИЛА РАБОТЫ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ В ЭФИРЕ

Авторы: John Devoldere, ON4UN Mark Demeuleneere, ON4WW

Опасность конфликтов.

Есть только одно игровое поле – радиоэфир. Все радиолюбители хотят играть в свою игру или заниматься своим видом спорта, но делать это приходится на одном поле – на наших радиолюбительских диапазонах. Наличие одновременно нескольких сотен тысяч игроков на одном игровом поле иногда приводит к конфликтам. Пример: Вы неожиданно услышали, что кто-то передаёт CQ или разговаривает с кем-либо на вашей частоте (частоте, которую вы используете в течение некоторого времени). Как та-кое возможно? Вы находились здесь в течение более получаса на совершенно не занятой частоте! – Да, такое может быть. Вероятно, оператор другой станции в свою очередь считает, что вы вторглись на ЕГО частоту. Может быть, изменилась зона отсутствия приёма или условия прохождения радиоволн.

Как избежать конфликтов?

· Надо довести до всех игроков существующие правила и мотивировать их действовать по этим правилам. Большинство конфликтов возникает по незнанию: многие радиолюбители недостаточно хорошо знают правила.

· Кроме того, многие конфликты разрешаются не так, как надо - опять же по незнанию.

· Целью этого руководства является оказать посильную помощь в условиях недостатка знаний, главным образом для предотвращения конфликтов любого рода.

Основа самоуправления – моральные нормы.

· В большинстве стран органы власти мало заботятся о том, как радиолюбители ведут себя на своих диапазонах, при условии, что они действуют согласно правилам, установленным органами власти.

· Говорят, что радиолюбительское сообщество в большой степени самоконтролируемо, то есть основой нашего поведения является самодисциплина. Однако это не означает, что радиолюбительское сообщество имеет собственную полицейскую службу.

Кодекс поведения.

Что мы подразумеваем под кодексом поведения? Это свод правил, основанных на принципах этики, а также некоторые моменты, связанные со спецификой деятельности. Этика определяет наше поведение в целом и нашу жизненную позицию как радиолюбителей. Этика имеет отношение к морали. Этика по большому счёту – это моральные принципы.

Пример: по этическим соображениям мы никогда не будем работать на передачу таким образом, чтобы создавать помехи другим станциям. Это моральное правило. Не придерживаться подобных правил – аморально, так же, как, например, обманывать на соревнованиях.

Практические правила: наша деятельность регулируется не только этическими нормами, но и целым рядом правил, основанных на специфике нашей работы, а также на радиолюбительской практике и обычаях. Чтобы избежать конфликтов, нам также нужны практические правила для регулирования нашего поведения на любительских диапазонах, поскольку установление контактов в эфире является одним из наших основных видов деятельности. Мы говорим сейчас о чисто практических правилах и руководящих нормах, которые регулируют аспекты нашей деятельности, не относящиеся к этике. К ним относится большинство правил работы (как проводить QSO, как производить вызов, где работать, что означает QRZ, как пользоваться Q-кодом и т.д.). Соблюдение этих правил гарантирует оптимальное проведение и эффективность наших QSO и позволяет избегать конфликтов. Эти правила действий возникли в результате ежедневной практики в течение многих лет, а также в результате непрерывного развития техники.

ППП с демодулятором Д.Уивера

©Сергей Дылда US5QBR
E-mail: US5QBR@i.ua

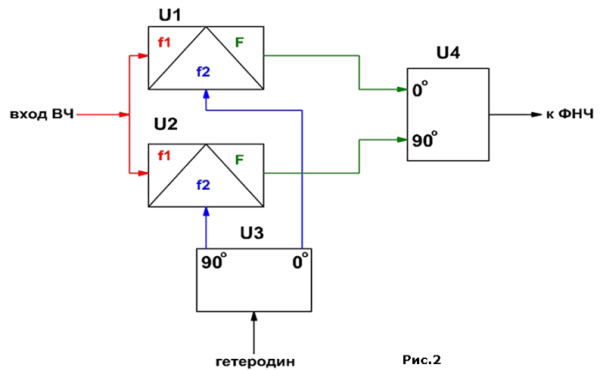


Благодарность.

Выражаю свою искреннюю признательность и благодарность г-ну Алексу, AG2T (ex K2PAL), за информационную, техническую, материальную и моральную поддержку данного «проекта» !!!

Сокращения в статье.

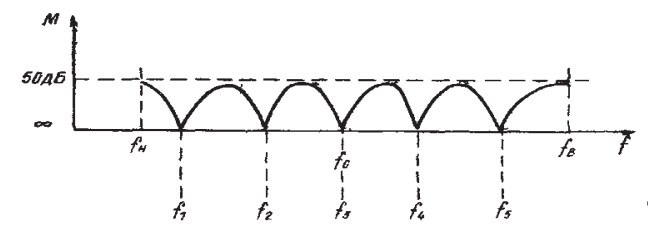
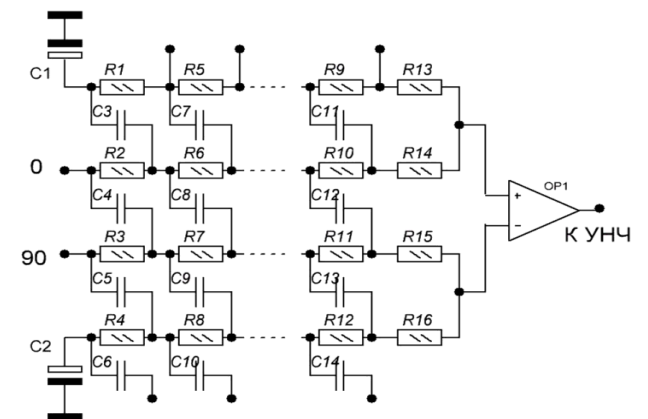
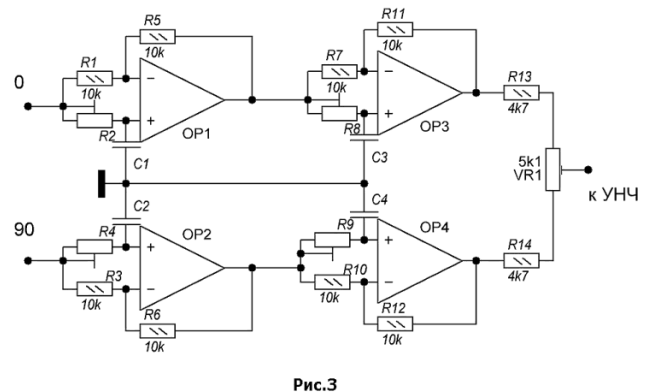
- ВЦ – входная цепь
- ФНЧ – фильтр нижних частот
- НЧФВ – НЧ фазовращатель
- ВЧФВ – ВЧ фазовращатель
- ВБП – верхняя боковая
- НБП – нижняя боковая
- ОУ – операционный усилитель



Вступление.

Как известно, в технике прямого преобразования для подавления боковой полосы (ВБП, НБП) используются различные методы. В основном это фазовый метод и фазофильтровой (метод Д.Уивера, в приложении дана его статья). Суть первого метода изображена на **рис.2**.

Это структурная схема однополосного смесителя, где U1U2 – это два смесителя, U3 – ВЧ фазовращатель, U4 – это НЧ фазовращатель. Если вкратце, то идея его работы проста. Входной сигнал после ДПФ, подается сразу на оба смесителя U1U2. На каждый из смесителей подаются сигналы с ГПД через узел U3, сдвигающий фазу сигнала на 90°. С выходов смесителей НЧ сигналы подаются на второй НЧ фазовращатель U4, где получают дополнительный фазовый сдвиг 90° в одном из каналов в полосе звуковых частот (300-3000 Гц). Поскольку на вход смесителя подаются сигналы как ВБП, так и НБП, то они получают различные фазовые сдвиги на выходе U4 таким образом, что сигналы, к примеру, ВБП получают один и тот же сдвиг, а сигналы НБП противоположный, т.е. 180°. В результате сигналы полезной боковой, в данном случае ВБП, складываются, а сигналы НБП вычитаются, т.е. взаимно-компенсируются и на выходе U4 получается сигнал только одной боковой полосы. Разумеется, что компенсация будет зависеть от идентичности каналов, т.е. самих смесителей, точности сдвига U3 и точности сдвига в U4. Узел U4 можно построить как по 2-хфазной схеме, используя фазосдвигающие цепи на современных ОУ, **рис.3**. При этом, варьируя порядком фазовращателя (т.е. это общее число ОУ в обоих каналах), в данном случае это 4-й порядок, можно получать различное подавление боковой полосы. От 20 дБ при 2-м порядке НЧФВ и более 70-80 дБ при порядке НЧФВ 6-8. Есть и полифазная(многофазная) схема подавления боковой, в которой используются RC-цепочки, включенные на выходах 4-х идентичных смесителей и «закольцованных» по всем каналам. (**рис.4**). Каждое элементарное RC-звено, в каждом канале настроено на определенную частоту в пределах звукового спектра (300-3000 Гц) и суммарная АЧХ получается «многогорбой» (**рис.5**), с точками бесконечного подавления на частотах настройки RC-звеньев – f1, f2,..., fn. Степень подавления зависит от идентичности R и C, от идентичности усиления в каналах 0, 90, 180, 270°



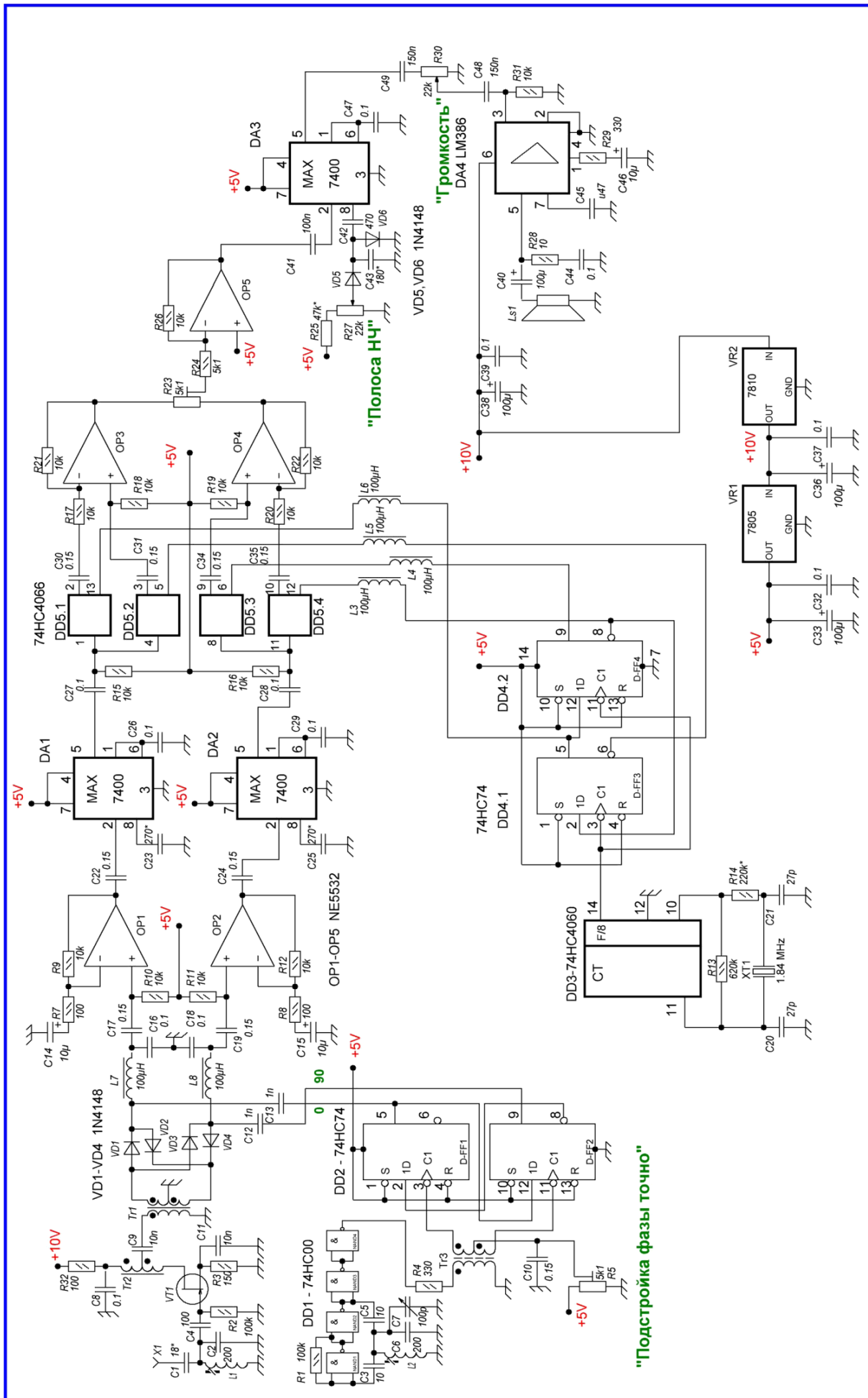


Рис.1 Принципиальная схема ППП с демодлятором Д.Уивера

и от порядка полифайзера . При использовании полифайзера 5-6 порядка (число RC-цепочек в канале), удастся получить подавление не хуже 46-50 дБ. Если выбрать номиналы RC из 1% - го ряда, то параметры полифайзера, т.е. степень подавления, получается не хуже 60-70 дБ в полосе частот 300-3000 Гц. Но существует и другой метод подавления, боковой - фазофильтровой или метод Д.Уивера, или как его часто называют в англоязычной литературе – третий метод, структурная схема которого изображена на **рис.6** Здесь показан формирователь SSB сигнала, но эта же схема годится и для приема - это сути дела не меняет. Сигнал с микрофона B1 подается на усилитель A1 и на оба первых смесителя U1U2. На эти же смесители поступают сигналы с ГПД G1 сдвинутые узлом U3 на 90°. Частота гетеродина выбирается лежащей примерно в центре звукового спектра частот, т.е. 1500-1800 Гц. После смесителей два квадратурных сигнала 0° / 90° подаются на два ФНЧ Z1Z2 с частотой среза примерно 1200 Гц. Далее оба сигнала подаются на вторые (диапазонные) смесители U4U5, куда также подаются сигналы с диапазонного ГПД G2, сдвинутые в каналах на 90° узлом U6 также на 90°. В точке соединения узлов U4U5 выделяется сигнал только одной боковой полосы. Из сравнения схем фазового (см. **рис.2**) и фазофильтрового (см. **рис.6**) SSB передатчиков видно, что последняя почти вдвое сложнее. Но благодаря фазовой селекции одной боковой полосы вспомогательную частоту f1 можно выбрать очень низкой, а это значительно упрощает и удешевляет однополосные фильтры Z1 и Z2, Более того, строгий анализ показывает, что частота f1 может лежать даже в середине звукового диапазона. Например, при передаче речевого диапазона частот 400... 2800 Гц частоту f1 целесообразно выбрать равной 1600 Гц. Этот интересный случай заслуживает более подробного рассмотрения. И так... На **рис.7а** показан исходный спектр звукового сигнала и вспомогательная несущая с частотой f1. После преобразования в балансном модуляторе U1 образуются суммарные и разностные частоты. Последние образуют как бы сложенный пополам звуковой спектр, показанный в левой части рис.7б и занимающий полосу частот 0...1200 Гц. Суммарные частоты повторяют исходный спектр звуковых частот, но сдвинуты вверх в диапазон 1600+(400...2800) = 2000...4400 Гц. Однополосные фильтры Z1 и Z2 в данном случае должны быть ФНЧ с частотой среза 1200 Гц. Они пропускают только левую часть спектра (**рис.7б**), содержащую ВЧ и НЧ звуковые компоненты. Когда такой «сложенный» спектр частот подается на балансный модулятор U4, образуются два наложенных друг на друга однополосных сигнала, причем спектр одного из них инвертирован. На рис.8 слева показан спектр входного сигнала модулятора U4, а справа — выходного. Разумеется, излучать в эфир и принимать такой сигнал невозможно. Но мы не рассмотрели еще действие второго канала передатчика с модуляторами U2 и U5. Если в первом канале относительные фазовые сдвиги гетеродинных напряжений приняты за нулевые, то и сформированные спектры (прямой и инвертированный) однополосного сигнала будут иметь нулевой фазовый сдвиг, как показано на **рис.8**. Во втором канале напряжение гетеродина сдвинуто на +90°, поэтому НЧ компоненты «сложенного» спектра на выходе модулятора U2 будут иметь фазу

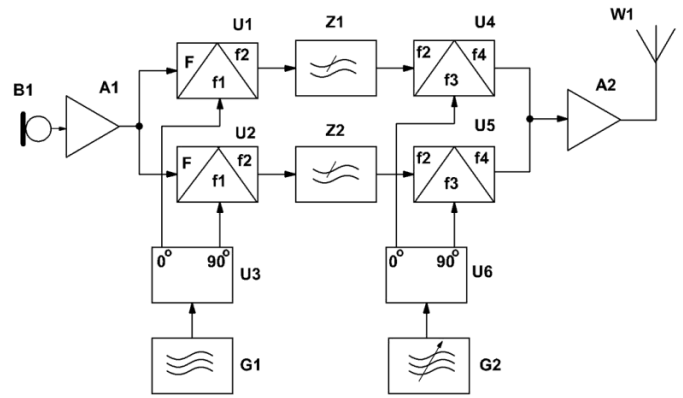


Рис.6

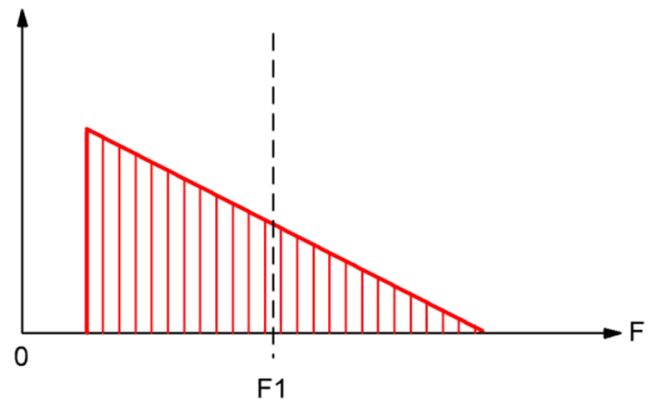


Рис.7а

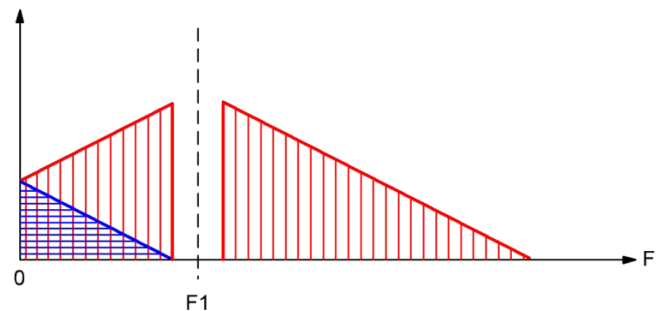


Рис.7б

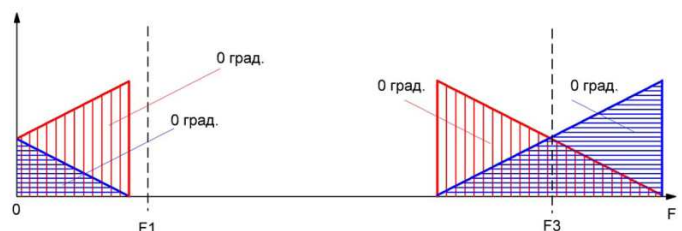


Рис.8

+90°, а ВЧ компоненты — 90°, как показано на **рис.9** слева (напомним, что при преобразовании частоты вычитаются и складываются как частоты, так и фазы). Легко убедиться, что в балансном модуляторе U5 прямой однополосный спектр приобретает фазу 0°, а инвертированный спектр 180°, как показано на рис.9 справа. При сложении однополосных сигналов, поступающих с выходов модуляторов U4 и U5, сигналы, имеющие прямой спектр, складываются, а инвертированный — взаимно компенсируют друг друга. В результате на усилитель мощности A2 (**рис.6**) поступает сигнал верхней боковой полосы с частотой подавленной несущей $f_3 - f_1$, показанный на **рис.10**. Если на модулятор U5 подать ВЧ сигнал от гетеродина G2 с фазой -90°, то будет выделяться инвертированный спектр, соответствующий нижней боковой полосе с частотой подавленной несущей $f_3 + f_1$. Тот же результат получится и при переключении выводов одного из фазовращателей. Если же входной сигнал подать в точку соединения узлов U4U5, то в точке соединения узлов U1U2 мы получим демодулированный НЧ сигнал одной боковой полосы частот. Т.е. если применить в смесителях и фильтрах только пассивные компоненты, фазофильтровой формирователь будет полностью обратимым по приему/передаче, что будет немаловажным с точки зрения упрощения схемы при конструировании трансивера. Как мы увидели из принципа действия фазофильтрового формирователя SSB сигнала, последний имеет ряд важных достоинств, а именно - НЧ фазовращатель U3, работающий на фиксированной частоте (1500-1800 Гц), может быть очень простым, обеспечивая в то же время высокую точность установки фазы. ВЧ фазовращатель, как и в обычном фазовом формирователе, работает в узких любительских диапазонах и поэтому также несложен. Внеполосные излучения фазофильтровый передатчик создает при недостаточном подавлении суммарных частот фильтрами Z1 и Z2. Даже с простыми двухзвенными ФНЧ подавление внеполосных излучений превосходит 50 дБ, т.е. получается не хуже (!!!), чем у фильтровых передатчиков с ЭМФ'ом или кварцевым фильтром. Глубина подавления несущей зависит от точности балансировки модуляторов U1 и U2. На низких частотах легко получается подавление 50 дБ и более. Дополнительно еще на 15...20 дБ «несущая» с частотой 1500-1800 Гц подавляется фильтрами Z1 и Z2. Неточность балансировки модуляторов U4 и U5 приводит к появлению синусоидального сигнала в середине излучаемого спектра, так что степень их балансировки должна быть высокой! Когда был предложен данный метод, смесители строились ещё на лампах. Диодные смесители только начинали появляться. Получить очень точный баланс в диодном смесителе, тогда было сложно. По-видимому из-за этого этот метод и не нашел тогда широкого применения в радиолюбительской практике. Но, как говорится, ничего не стоит на месте. Сейчас появились современные ИМС аналоговых ключей у которых вход-выход почти полностью «изолированы» от сигнала управления. Т.е. «словесное» описание работы такого ключа будет примерно таким: -этоключеваясхемастремявыводами,дваихкоторыхвход-выход,атретийвыводсигналууправления,т.е.когдаданного подаетсянекоторыйлогическийуровень(напряжение),тоключлибопропускаетсигналсо входа на выход,либонет. Степень «изоляции» сигнала управления в современных ключах от их входа/выхода, к примеру, у микросхемы ADG744 фирмы Analog Device, составляет почти 120 дБ (!!!), т.е. более миллиона раз. Впечатляет!? Конечно же... Вот и было решено «возродить» хорошо забытое старое, т.е. метод Д.Уивера, на новом «витке» технического прогресса, тем более, что данная тема не раз «вита» на различных радиолюбительских форумах в Интернете, но до практической реализации, насколько известно автору, дело так и не дошло ни у наших радиолюбителей, ни у западных коллег по ремеслу. Скорее всего всех «отталкивала» проблема «свиста» (или писка), которая могла бы возникнуть при приеме, после вторых смесителей, где опорной частотой для них была частота 1500-1800 Гц лежащая в звуковом диапазоне частот! Даже если степень подавления этой несущей была бы не менее 50 дБ (а это для диодных балансных смесителей неплохая величина), то при уровне несущей в $\sim 1-1,5V$ неподавленный остаток несущей составил бы единицы милливольт, а это намного больше полезного сигнала (микровольты) и «свист» был бы слышен в наушниках непременно. Есть, конечно, методы борьбы с данным явлением, но решено было пойти иным путем... и пришлось взяться за паяльник.... Что из этого получилось, судить Вам, ув. Читатель.

Описание работы.

Итак, рассмотрим чуть поподробнее практическую схему ППП с демодулятором Д.Уивера – **рис.1** Это окончательный вариант SSB приемника на 7 МГц. Входной сигнал из антенны (в экспериментах использовалась антенна

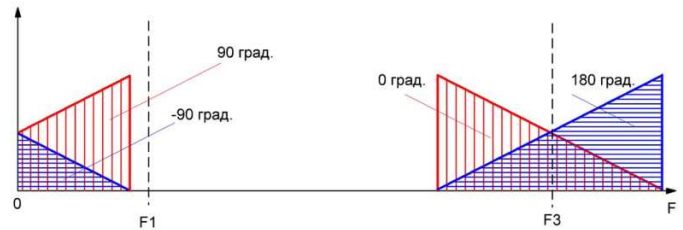


Рис.9

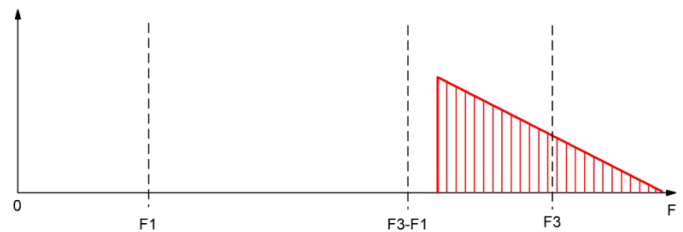


Рис.10

LW 42 метра), поступает на простую ВЧ, состоящую всего из одного контура L1C2, через емкость C1. Одноконтурная цепь хуже всего справляется с подавлением побочных каналов приема, которые у ППП появляются чаще всего на частотах кратных частоте входного сигнала, т.е. $2 \cdot F_{\text{сигнала}}$. Тем не менее, это было использовано для простоты эксперимента. Емкость C1 выбирают из условия «золотой середины», т.е. не маленькой и не большой. Большая емкость сильно «связывает» контур с антенной и он совсем теряет селективные свойства, малая же, наоборот, увеличит селективность, зато сузит полосу контура настолько, что на краях диапазона будет явный завал и нужно будет его все время подстраивать. Учитывая то, что диапазон 7-7,15 МГц не так уж и широк, решено было использовать одноконтурную ВЧ, по вышеизложенным соображениям. Далее сигнал поступает на широкополосный УРЧ на полевом транзисторе VT1 – J310. С его нагрузки, широкополосного трансформатора Tr2, сигнал поступает на два диодных смесителя VD1-VD2 и VD3-VD4 через симметричный ВЧ трансформатор Tr1. Для простоты, элементов балансировки, в смесителях, не предусмотрено. ГПД, работающий на частоте 14 - 14.3 МГц, выполнен на цифровой ИМС – DD1, 74HC00 по широко известной в радиолюбительских кругах схеме. Частота его определяется элементами L2C6C7. Емкости C3C5 выбираются минимально возможными до срыва генерации. Это значительно стабилизирует частоту генератора, т.к. в этом случае колебательная система получается сильно «развязанной» от активного элемента, в данном случае, инвертора «И-НЕ», входящего в состав ИМС DD1. Т.е. добротность колебательной системы получается максимальной, со всеми вытекающими положительными моментами – минимальный фазовый шум, чистота спектра, «красивый» меандр на выходе и т.д. На ВЧ трансформаторе Tr3 и ИМС DD5 (двойной D-триггер) выполнен формирователь-делитель на 2 сигналов с фазами 0/90°, которые подаются через емкости C12C13 на оба смесителя. Подстроечный резистор R5 служит для точной подстройки ВЧФВ. Т.е. подбирая уровень постоянного опорного напряжения на входах D-триггеров, мы достигаем точного срабатывания обеих триггеров на фазах 0/90°, обеспечивая тем самым точность сдвига в 90°. Через простейшие Г-образные цепочки L7C16L8C18 с частотами среза в несколько десятков кГц, квадратурные НЧ сигналы поступают на входы пред-УНЧ, выполненных на ОУ OP1OP2. Коэффициент усиления их составляет примерно 100 и зависит от соотношения величин резисторов в цепи ООС, R9R7, R12R8. С выходов последних сигналы подаются на ФНЧ с частотой среза примерно 1500 Гц, согласно принципа работы демодулятора Д.Уивера (см. выше). В качестве последних (ФНЧ) были применены очень неплохие импортные эллиптические ФНЧ 8-го порядка на переключаемых конденсаторах – DA1DA2, MAX7400. Про данный узел в ППП можно поговорить чуть подробнее. Т.е. его реализация может быть самой различной, вплоть до простейших пассивных LC-фильтров. На **рис.11** изображен вариант ФНЧ 6-го порядка выполненный автором ранее на ОУ OP1-OP2. Номиналы фильтра рассчитаны на частоту среза примерно 1200 Гц. Некоторые «нестандартные» номиналы емкостей были составлены из нескольких из стандартного ряда. Как видно из схемы, это ФНЧ выполненный на основе ОУ с ООС, которая формирует частоты среза различные для двух каскадов, но, суммарно, формирующие нужную частоту среза, т.е. 1200 Гц. LC НЧ фильтры, **рис12**, также можно применить в фазофильтровом трансивере. Катушки фильтра L1L2, в этом случае, наматываются на кольцах диаметром 16 или 18 мм из материала 2000НМ и содержат по 480 витков провода ПЭЛШО 0,15. Характеристическое сопротивление ФНЧ составляет примерно 1,3 кОм. Частота среза составляет 1200 Гц, ослабление на частоте 1500 Гц (поднесущая в фазофильтровом трансивере) 20 дБ, ослабление на частоте 2 кГц (начало подавляемой боковой) около 35 дБ, на частоте 2,7 кГц (середина подавляемой боковой) около 50 дБ. Последняя схема также испытывалась автором в этом приемнике, но катушки были взяты готовыми(заводские) с индуктивностью примерно 100 мГн. Они были намотаны в заводских условиях на ферритовых каркасах не кольцевого типа (!!!). И хотя было отобрано LC-метром 4-ре катушки с примерно одинаковой индуктивностью, попытки применить такой ФНЧ в ППП оказались не очень удачными. АЧХ ФНЧ в обоих каналах, по-видимому, оказалась неидентичной, что сразу привело к заметному ухудшению подавления боковой! Поэтому было решено отказаться от LC-фильтров в эксперименте. Но их применение будет вполне оправданным, несмотря на «неудачный» опыт автора, к примеру, в носимом варианте приемника или трансивера, т.к. в данном случае будет важна экономичность аппарата. После ФНЧ сигналы НЧ далее подаются на вторые смесители, выполненные на аналоговых ключах (4-ре в корпусе), довольно распространенной ИМС 74HC4066, DD5.1-DD5.4. Её применение было продиктовано лишь одним – наличие этих ИМС у автора. Её параметры не такие уж высокие, но как оказалось, эта ИМС вполне «справилась» со своим заданием. «Опорный» НЧ гетеродин с частотой примерно 1800 Гц выполнен на ИМС 74HC4060. Это, по мнению автора, самое «дешевое» и простое решение. К счастью, нашлась и парочка кварцев со старых компьютерных мониторов на частоту 1.84 МГц. ИМС 74HC4060 представляет собой многокаскадный счетчик-делитель на два с коэффициентами деления 2, 4, 8, 16, 32,... 4096 и со встроенным инвертором, на котором и построен генератор на 1840 кГц. Чтобы получить частоту примерно 1800 Гц, в квадратуре т.е. 0/90° для второго смесителя, решено было использовать для этого пару D-триггеров, входящих

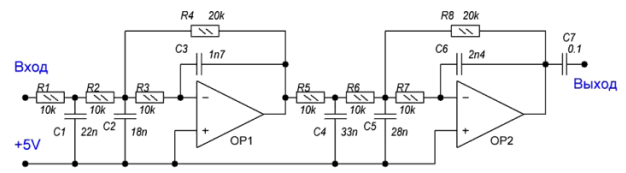


Рис.11

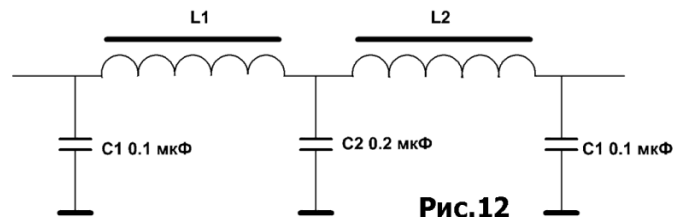


Рис.12

В качестве последних (ФНЧ) были применены очень неплохие импортные эллиптические ФНЧ 8-го порядка на переключаемых конденсаторах – DA1DA2, MAX7400. Про данный узел в ППП можно поговорить чуть подробнее. Т.е. его реализация может быть самой различной, вплоть до простейших пассивных LC-фильтров. На **рис.11** изображен вариант ФНЧ 6-го порядка выполненный автором ранее на ОУ OP1-OP2. Номиналы фильтра рассчитаны на частоту среза примерно 1200 Гц. Некоторые «нестандартные» номиналы емкостей были составлены из нескольких из стандартного ряда. Как видно из схемы, это ФНЧ выполненный на основе ОУ с ООС, которая формирует частоты среза различные для двух каскадов, но, суммарно, формирующие нужную частоту среза, т.е. 1200 Гц. LC НЧ фильтры, **рис12**, также можно применить в фазофильтровом трансивере. Катушки фильтра L1L2, в этом случае, наматываются на кольцах диаметром 16 или 18 мм из материала 2000НМ и содержат по 480 витков провода ПЭЛШО 0,15. Характеристическое сопротивление ФНЧ составляет примерно 1,3 кОм. Частота среза составляет 1200 Гц, ослабление на частоте 1500 Гц (поднесущая в фазофильтровом трансивере) 20 дБ, ослабление на частоте 2 кГц (начало подавляемой боковой) около 35 дБ, на частоте 2,7 кГц (середина подавляемой боковой) около 50 дБ. Последняя схема также испытывалась автором в этом приемнике, но катушки были взяты готовыми(заводские) с индуктивностью примерно 100 мГн. Они были намотаны в заводских условиях на ферритовых каркасах не кольцевого типа (!!!). И хотя было отобрано LC-метром 4-ре катушки с примерно одинаковой индуктивностью, попытки применить такой ФНЧ в ППП оказались не очень удачными. АЧХ ФНЧ в обоих каналах, по-видимому, оказалась неидентичной, что сразу привело к заметному ухудшению подавления боковой! Поэтому было решено отказаться от LC-фильтров в эксперименте. Но их применение будет вполне оправданным, несмотря на «неудачный» опыт автора, к примеру, в носимом варианте приемника или трансивера, т.к. в данном случае будет важна экономичность аппарата. После ФНЧ сигналы НЧ далее подаются на вторые смесители, выполненные на аналоговых ключах (4-ре в корпусе), довольно распространенной ИМС 74HC4066, DD5.1-DD5.4. Её применение было продиктовано лишь одним – наличие этих ИМС у автора. Её параметры не такие уж высокие, но как оказалось, эта ИМС вполне «справилась» со своим заданием. «Опорный» НЧ гетеродин с частотой примерно 1800 Гц выполнен на ИМС 74HC4060. Это, по мнению автора, самое «дешевое» и простое решение. К счастью, нашлась и парочка кварцев со старых компьютерных мониторов на частоту 1.84 МГц. ИМС 74HC4060 представляет собой многокаскадный счетчик-делитель на два с коэффициентами деления 2, 4, 8, 16, 32,... 4096 и со встроенным инвертором, на котором и построен генератор на 1840 кГц. Чтобы получить частоту примерно 1800 Гц, в квадратуре т.е. 0/90° для второго смесителя, решено было использовать для этого пару D-триггеров, входящих

в ИМС 74НС74. Т.е. если эти триггеры включить как на рисунке **рис.13**, D2.1-D2.2 (кольцевой счетчик на 4-ре) и подать на их вход частоту в 4-ре раза больше «опорной», т.е. примерно $4 \cdot (1500-1800 \text{ Гц})$, то на выходах триггеров мы получим сигналы в квадратуре т.е. $0/90^\circ$. А частоту, примерно, $1800 \cdot 4 = 7200 \text{ Гц}$, можно получить путем деления частоты 1840 кГц делителем DD5 на 256. Получим, примерно, 1796 Гц для второго смесителя. Эта частота подается на четыре ключа ИМС D5 – 74НС4066 попарно, т.е. сигналы $0/180^\circ$ на верхних два ключа (канал 0), сигналы $90/270^\circ$ на нижних два ключа (канал 90°). Во избежание попадания высших гармоник сигнала 1796 Гц в смесители, сигналы с «опорного» НЧ гетеродина подаются на ключи через ВЧ дроссели - L3-L6. На **рис.14** показан возможный вариант «опорного» НЧ гетеродина на ИМС LM555, аналог КР1006ВН1. Выходная частота генератора, вывод 3 LM555, задается резисторами R1R2 (суммарным значением) и емкостью C1. Указанные номиналы соответствуют частоте примерно 6400 Гц . На **рис.15** показан ещё один из вариантов «опорного» НЧ гетеродина с квадратурными выходами на ИМС LM567. На её выводах 5 и 8 получаются сигналы со сдвигом фаз $0/90^\circ$. Частота генерации задается величинами R1C1 и это можно сделать экспериментально, задавшись, к примеру, емкостью в 1000 пф , а R1 взять подстроечным и подобрать выходную частоту в пределах $1500-1800 \text{ Гц}$. Или обратиться к справочникам, где указана формула для расчета частоты генерации. Тогда делитель DD2 из схемы можно исключить. А генератор **рис.15** дополнить парой инверторов, чтобы получить инвертированные квадратурные сигналы $180/270^\circ$. Для любителей «экзотики» есть ещё одна очень интересная микросхема LTC1799, **рис.16**. Это прецизионный интегральный генератор работающий в диапазоне частот $1 \text{ кГц} - 30 \text{ МГц}$, упакованный в очень миниатюрны корпус SOT-23 размерами – $3 \times 1.75 \times 1.45 \text{ мм}$. Упит – $+2-5.5 \text{ В}$. Потребляемый ток $0,7-2,4 \text{ мА}$. Состоит из высокостабильного генератора и делителя частоты. Частота генерации определяется одним Rset от 3 кОм до 1 Мом !!! Вывод 4 определяет коэффициент деления внутреннего делителя - :1, :10, :100. Джиттер («дрожание» частоты) во всем диапазоне частот не превышает $0,4\%$. На первый взгляд, также довольно неплохое решение для «опорного» НЧ гетеродина. С выходов вторых смесителей сигналы $0/90^\circ$ подаются на ОУ ОР3-ОР4, в данном случае, выполняющих просто роль «повторителей» напряжения, с $K_{\text{усиления}} = 1$. Это нужно для «развязки» выходов смесителей при последующем их суммировании в каналах $0/90^\circ$. С движка подстроечного резистора R23 сигнал одной боковой полосы подается на ещё один пред-УНЧ ОР5. Его $K_{\text{ус}} = 2$ выбран таким, чтобы немного скомпенсировать потери НЧ сигнала во всем тракте ППП. Далее сигнал поступает на ФНЧ, который выполнен на ИМС MAX7400 по схеме с плавной регулировкой частоты среза, примерно от 300 до 3000 Гц . Частота среза определяется емкостями C42C43 и их степенью подключения к земле. При изменении постоянного напряжения на диодах от $+0 \text{ В}$ до $+5 \text{ В}$, VD5VD6 они открываются, тем самым меняя «степень» подключения емкостей C42C43 к земле, что и определяет частоту среза ФНЧ. Как говорится, и

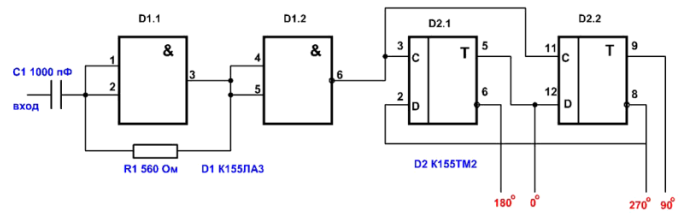


Рис.13

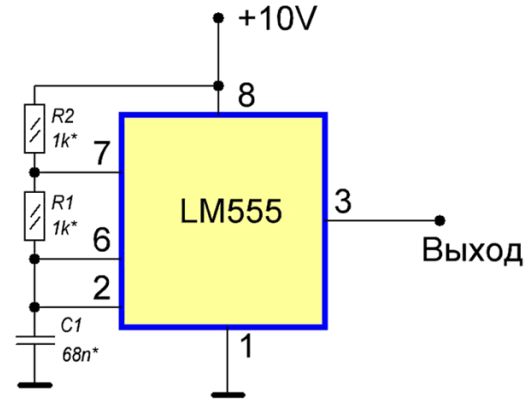


Рис.14

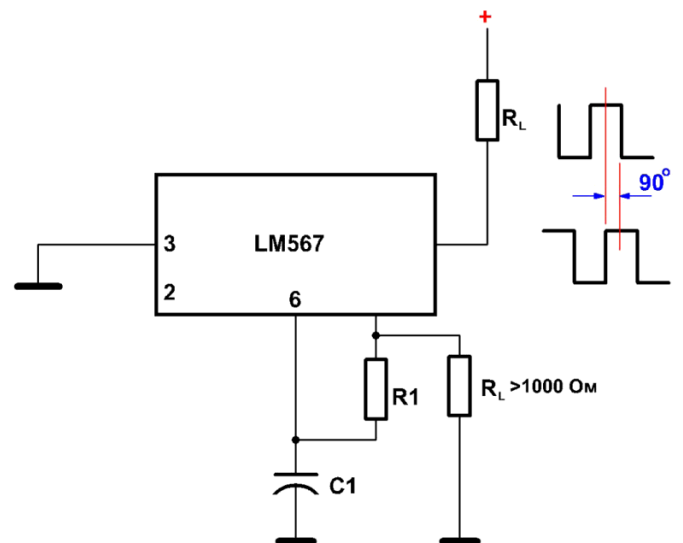


Рис.15

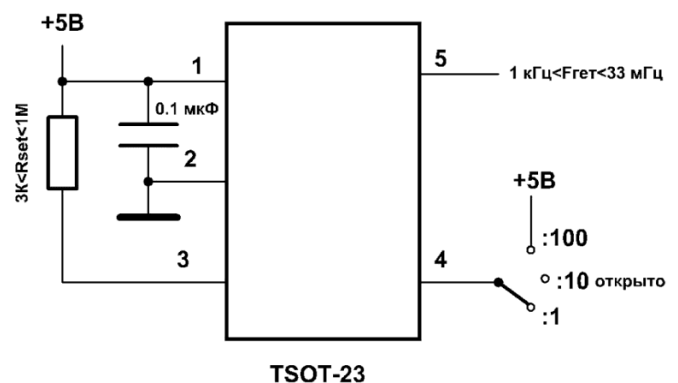


Рис.16

«просто, и со вкусом». В данной части схемы можно использовать и «классические» решения для ФНЧ – пассивные LC, активные на ОУ или транзисторах. Завершает схему тракта ППП окончательный УНЧ на ИМС DA4 – LM386. Эта ИМС довольно хорошо себя зарекомендовала в простых УНЧ используемых для радиолюбительских приемников и трансиверов. Питание ППП происходит от постоянного напряжения +15В, которое потом понижается двумя микросхемами стабилизаторов VR1VR1 до +10В и +5В, соответственно. +10В используется для питания некоторых КМОП микросхем. +5В используется как «половинка» питания, необходимая для данной схемотехники включения узлов на ОУ и «цифровой» части приемника.

Конструкция и детали.

Как видно из схемы, ППП получился с минимальным набором моточных изделий. L1 – 15-16 витков ПЭВ 0,3 на каркасе Ø7.5 мм от старых телевизоров с сердечником СЦР-1. L2 – 10 витков ПЭЛШО 0,3 на каркасе Ø7.5 мм от старых телевизоров с сердечником СЦР-1. Tr2 – 15-20 витков сложенным вдвое проводом на кольце К10х6х4 600-1500НН Tr1, Tr3 – 15-20 витков сложенным втрое проводом на кольце К10х6х4 600-1500НН. Дроссели L3-L6, L7L8 фабричного (ДМ-0,1) или самодельного изготовления – это не критично. Их индуктивность также не критична и может быть от 100 до 500 мкГн. В качестве ОУ можно использовать практически любые общецелевые ОУ. Лишь в первых каскадах, после первых смесителей, желательно использовать ОУ с малой плотностью шума, не более 1-2 нВ/√Гц. Как импортные, так и отечественные ОУ применимы во всех каскадах, возможно с внешними стандартными цепями коррекции. Транзистор VT1 – любой маломощный ВЧ полевик. «Опорный» НЧ гетеродин можно выполнить и по любой другой схеме (см. рис.14-16), лишь бы он на выходе выдавал частоту 1500-1800 Гц в квадратуре – 0/90°. Если не удастся найти кварц на частоту 1,84 МГц, то можно попытаться применить довольно распространенные кварцы на 3,568 МГц, поделив предварительно частоту генератора не на 256, а на 512 той же ИМС DD3 – 74HC4060, т.е. сняв с другой ножки сигнал. Вместо ИМС DA1-DA3, MAX7400 можно попытаться использовать и другие ИМС ФНЧ этой же или другой фирмы. Поскольку фазофильтровой ППП проектировался и собирался по принципу «лабораторной» работы, то никаких окончательных печатных плат не изготавливалось. Т.е. весь монтаж был выполнен методом «дохлого жука» или стилем Manhattan, т.е. над сплошной медной поверхностью, которая использовалась как земля. Никаких наводок и «возбудов» при испытаниях приемника при этом обнаружено не было!

Некоторые «модернизации».

На рис.17 изображен один из вариантов первого смесителя, автором которого является американский радиолюбитель Dan Tayloe, N7VE. Применение данного смесителя незначительно усложнило схему ППП, зато заметно увеличило динамику по сравнению с диодным смесителем. Рис.13 Собственно сам детектор выполнен на ИМС 74HC4051, внутренняя структура, которой как раз подходит для такой схемотехники смесителя. ОУ OP1-OP2 – это сумматоры парафазных НЧ сигналов 0,180, 90,270° Выходы (I)nphase / (Q)uadrature далее по схеме подаются на ФНЧ DA1-DA2, MAX7400. Рис.14 На рис.18 показана ещё одна схема первого смесителя на широкораспространенной ИМС 74HC4053. Сигнал с УРЧ подается на вход Rf и через симметрирующий ВЧ трансформатор Tr1 подается на входы ИМС DD1 – 74HC4053. Квадратурные сигналы 0/90° с ГПД подаются на выводы 11,10 – S0S1. На выходах «А» «В» 14,15 ИМС DD1 получаем НЧ сигналы 0/90° в квадратуре, которые подаем на входы ФНЧ – DA1DA2. Данный вариант смесителя был испытан автором при первом макетировании ППП и показал неплохие результаты! Конечно же, в данном узле можно использовать самые современные ИМС ключей и мультиплексоров. Все зависит от возможности их приобретения и наличия их у конструкторов-радиолюбителей. Можно также попробовать применить в качестве первого смесителя и интегральные диодные смесители ADE от Mini Circuit с очень приличными параметрами по динамике и шумам, и развязке вход/выход.

Настройка.

При правильном монтаже не вызывает никаких трудностей. В этом случае ППП начинает работать сразу. Вначале нужно «вогнать» ГПД в диапазон 14-14.3 МГц. Затем, любым частотомером нужно проконтролировать наличие частоты «опорного» НЧ гетеродина на выходе

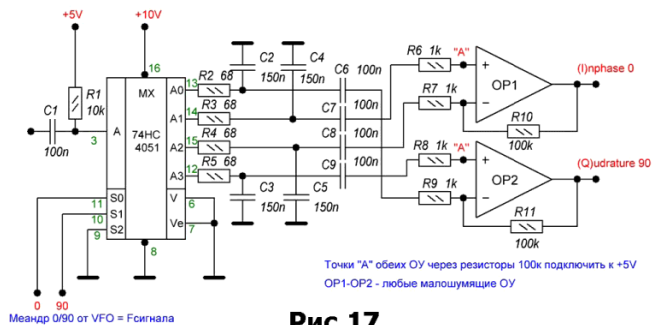


Рис.17

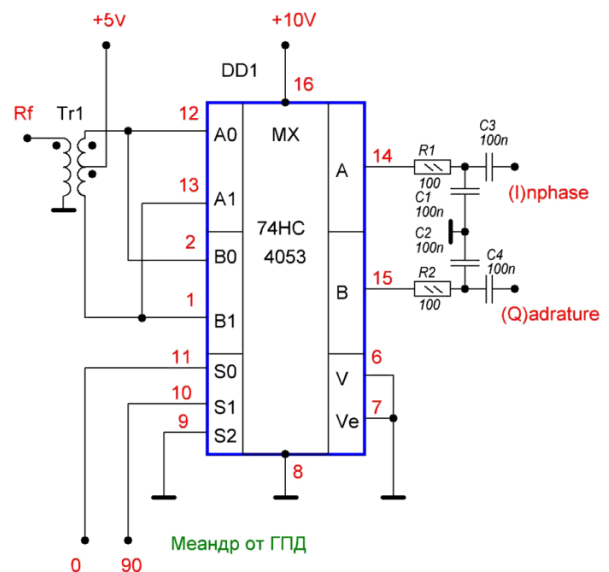


Рис.19

генератора DD3, ножка 14, а затем частоту на выходах DD5, но уже поделенную на 4-ре. Также, желательно, по всему тракту проверить «половинку» питания на выходах всех ОУ, т.е. +5В. Это будет свидетельствовать о том, что весь тракт будет работать линейно, т.е. без «ограничений» НЧ сигнала из-за перекоса половинки питания! Подстроечники R5, R23 ставим в среднее положение. Регулятор R28 «Полоса НЧ» в нижнее по схеме положение для частоты среза около 3000 Гц. Далее подключаем антенну и пытаемся поймать какую-либо диапазонную станцию. Затем подстраиваем по максимуму входной контур L1C2. Далее, найдя громкую станцию диапазона 7 МГц, настраиваемся на неё от верхней частоты диапазона и смотрим на подавление ВБП переходя через «нулевые биения». Подстраиваем резистор R23 на максимум подавления. Как правило его положение около центра, как раз и будет максимальным подавлением боковой полосы – это будет отчетливо слышно при подстройке! Для более точной подстройки подавления боковой можно ещё поварьировать постоянным напряжением смещения на входах триггеров ИМС DD5 с помощью подстроечного резистора R5. А для очень точной подстройки(!!!) подавления боковой полосы можно сделать так – выводы вторичной обмотки ВЧ трансформатора Tr3 подключить ко входам триггеров через емкости 0,01-0,1 мкФ. А на каждый вывод 3 и 11 ИМС DD5 нужно будет подать половинку питания, т.е. около +2,5В с подстроечников, тем самым «синхронизируя» срабатывание обеих триггеров при делении частоты ГПД на два и получения точных квадратурных сигналов 0/90° для первого смесителя. Эту операцию лучше проводить, подав на антенный вход ППП мощную немодулированную «несущую» от какого-нибудь генератора в диапазоне 7-7,2 МГц. Настраиваясь на неё от верхней границы диапазона и переходя через «нулевые биения», контролируем её подавление в ВБП с помощью подстроечных резисторов как описано выше.

Резюме.

Несмотря на кажущуюся «сложность» фазофильтрового метода Д.Уивера, приемник получился с очень качественной работой. Сразу было отмечено, отличное подавление боковой полосы без тщательных настроек и каких-либо подстроек. Точных замеров подавления боковой не производилось, но это было отмечено по тому, как мощные АМ «вещалки» выше частоты 7200 кГц напрочь отсутствовали в ВБП !!! Примерно, можно оценить подавление боковой полосы цифрой не менее 50-60 дБ, т.е. не хуже, чем у ЭМФ'а. Иными словами, фазовый метод, показался лично мне более «трудоемким» после эксперимента с фазофильтровым ППП, особенно в части полифазных цепей и НЧ фазовращателей. Самый важный вопрос, который «мучил» меня при создании этого ППП – будет ли всё-таки слышен «свист» с частотой 1500-1800 Гц, после второго преобразования частоты? Как оказалось, не было даже и намека на присутствие такого «свиста»! Но, справедливости ради, можно отметить один момент – всё-таки звук при приеме имел некоторый легкий оттенок «жестяной банки», о котором также упоминал и сам изобретатель метода Д.Уивер. Как писал сам Д.Уивер, этот эффект он называл «Лунным эффектом», т.е. тембровая окраска сигнала при передаче при данном методе напоминала тембр голосов первых американских астронавтов, находившихся на Луне и проводивших связь с Землей. Это скорее всего связано со вторым НЧ преобразованием, когда частота «опорного» гетеродина лежит в центре звукового спектра частот. Динамический диапазон ППП получился также довольно высоким. Мощные АМ станции вблизи частот 7200 кГц не вызывали эффекта прямого детектирования даже с диодными смесителями на входе и полноразмерной согласованной антенной «длинный луч» длиной 42 метра!

И в заключение хотелось бы сказать ещё вот о чем – данная схема не претендует на какое-либо «ноу-хау», т.к. это была просто попытка именно практической реализации метода подавления боковой в приемниках прямого преобразования - метода Д.Уивера. Эту схему можно модернизировать ещё в плане добавления АРУ и S-метра, введения многодиапазонного ГПД, улучшения второго «НЧ-смесителя», попробовать реализовать режим ТХ, применить Notch-фильтр и пр., и пр.

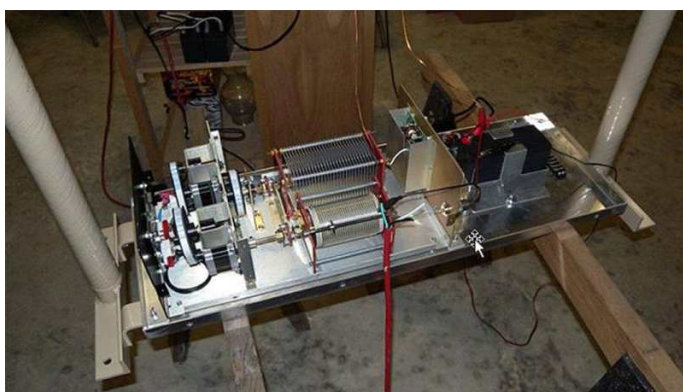
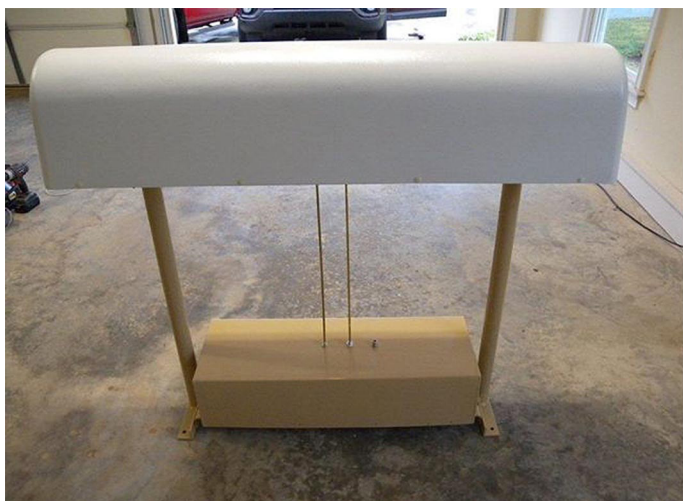
Поэтому поле деятельности для радиолюбителей ещё велико. Эта статья, своего рода «попытка» привлечь внимание паяющих радиолюбителей к теме фазофильтрового метода подавления боковой в приемниках ПП. Суть фазофильтрового метода отлично изложена в книге В.Т.Полякова (РАЗААЕ) Л.[1] Возможно, что многие радиолюбители, прочитав эту статью, возразят – есть ЭМФы, есть кварцевые фильтры, с которыми можно достичь, возможно, и более высоких параметров при демодуляции SSB сигнала, при более простой схеме. Но по мнению автора эти изделия пока ещё остаются у многих радиолюбителей из разряда «дорогостоящих». А фазофильтровый метод Д.Уивера довольно прост и самое главное – «недефицитен» и как было сказано, и практически доказано, не требует особой тщательности в настройке, что является важным моментом для многих начинающих радиолюбителей. Как показывает опыт и практика, до сих пор ещё техника прямого преобразования пользуется огромной популярностью у радиолюбителей, несмотря на большой выбор аппаратуры с классическим принципом построения и широко представленной на мировом рынке многими фирмами-производителями. Думаю, что и в будущем интерес к технике прямого преобразования, к которой также принадлежит и метод демодуляции Д.Уивера, не ослабнет!

Удачи всем Вам в конструировании.

Литература:

1. В.Т.Поляков, «Радиолюбителям о технике прямого преобразования», Москва, Патриот, 1990г.
2. С.Бунин, «Справочник коротковолновика-радиолюбителя», Киев, Техника, 1984г.
3. Э. Ред, «Справочник по ВЧ схемотехнике», Москва, Мир, 1990г.

EH АНТЕННА конструкции Теда Харта (Ted Hart) и Барри Макартюра (Barrie McArthur)



По материалам форума Yahoo.com



Cone Cage Vertical (1,8/3,5 MHz) h=20 meters d=8 meters. Yagi SOMMER XP40

EI8GQB Olivier Vandenbalck



Информационная поддержка
 425 DX News, ADXO, ARRL, IOTA,
 DXCoffee, DXMB/DXNL, DX World.net,
 Les Nouvelles DX, OPDX, QRZ DX, REF
 DX Bulletin, The Daily DX, 4L5A

Вы можете подписаться на наш электронный журнал, сделав годовую оплату и указав Ваш электронный адрес. Стоимость годовой подписки на журнал «Мир радио волн» - «WORLD of RADIO WAVES» для радио любителей СНГ 15 долларов США в эквиваленте национальной валюты. Стоимость подписки для радио клубов или областных организаций 24 доллара США. Для радио любителей дальнего зарубежья, годовая подписка стоит 15 долларов США. По получению от Вас заявки на подписку журнала, Вам будут отправлены реквизиты для оплаты либо на карточку в «Сбербанке России», карточку «ПриватБанк», PAY PAL или другой удобный для Вас способ оплаты. Заявки слать по электронному адресу WRW2013@YANDEX.RU, UR5LCV@UKR.NET, SKYPE – em5uia. **О Б Я З А Т Е Л Ь Н О** указывать позывной и E-mail.

ОПЛАТА ПО УКРАИНЕ

Получатель: Зельдин Игорь Львович
 «ПриватБанк» 5168 7572 1432 1814

ОПЛАТА ПО РОССИИ:

Получатель: Шинкевич Александр
 Владимирович карточка СБЕРБАНКА
 РОССИИ 63 9002 3890 2711 1046

one set of sidebands will add in phase, generating the desired signal, while the other sideband will cancel itself out. By subtracting instead of adding, it is possible to change sidebands.

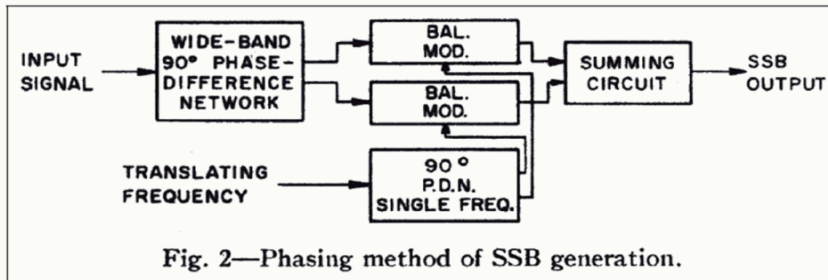


Fig. 2—Phasing method of SSB generation.

As this is a balancing method and does not require any sharp cutoff filters, it is possible to generate the desired sideband in a single translational step regardless of how high the final signal frequency maybe. However, the degree to which the undesired sideband may be suppressed depends upon accurate balancing and requires very careful control of amplitudes and phases. As a practical matter it is quite easy to realize 20-db suppression, reasonable to expect 30 db, and quite difficult to go beyond 40 db. Suppression of 60 to 80 db or more can be realized using the filter method, but extreme care in maintaining low intermodulation in linear amplifiers is necessary if this degree of suppression is to exist in the final radiated signal.

The design and construction of a wide-band 90° phase-difference network is not a familiar art withmost circuit designers, and this often acts as a roadblock to using the phasing method.

A block diagram showing the new method of single-sideband signal generation is shown in Fig.3. The input signal e_i is confined to a banddwidth W with the lower band limit f_L as shown in Fig.4. The band center is f_0

$$f_0 = f_L + W/2. \tag{1}$$

For convenience let the input signal be expressed as a summation of sinusoidal terms.

$$e_i(t) = \sum_{n=1}^N E_n \cos(\omega_n t + \phi_n). \tag{2}$$

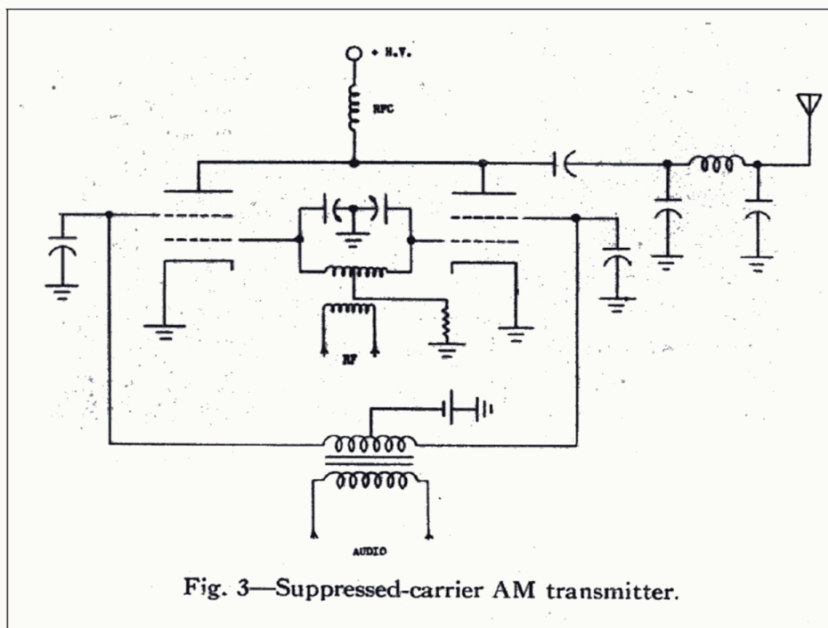


Fig. 3—Suppressed-carrier AM transmitter.

Note that the modulating of carrier frequency of the first pair of balanced modulators is the

one set of sidebands will add in phase, generating the desired signal, while the other sideband will cancel itself out. By subtracting instead of adding, it is possible to change sidebands.

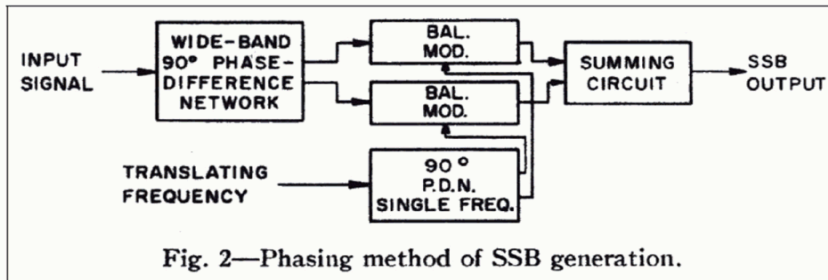


Fig. 2—Phasing method of SSB generation.

As this is a balancing method and does not require any sharp cutoff filters, it is possible to generate the desired sideband in a single translational step regardless of how high the final signal frequency maybe. However, the degree to which the undesired sideband may be suppressed depends upon accurate balancing and requires very careful control of amplitudes and phases. As a practical matter it is quite easy to realize 20-db suppression, reasonable to expect 30 db, and quite difficult to go beyond 40 db. Suppression of 60 to 80 db or more can be realized using the filter method, but extreme care in maintaining low intermodulation in linear amplifiers is necessary if this degree of suppression is to exist in the final radiated signal.

The design and construction of a wide-band 90° phase-difference network is not a familiar art withmost circuit designers, and this often acts as a roadblock to using the phasing method.

A block diagram showing the new method of single-sideband signal generation is shown in Fig.3. The input signal e_i is confined to a banddwidth W with the lower band limit f_L as shown in Fig.4. The band center is f_0

$$f_0 = f_L + W/2. \tag{1}$$

For convenience let the input signal be expressed as a summation of sinusoidal terms.

$$e_i(t) = \sum_{n=1}^N E_n \cos(\omega_n t + \phi_n). \tag{2}$$

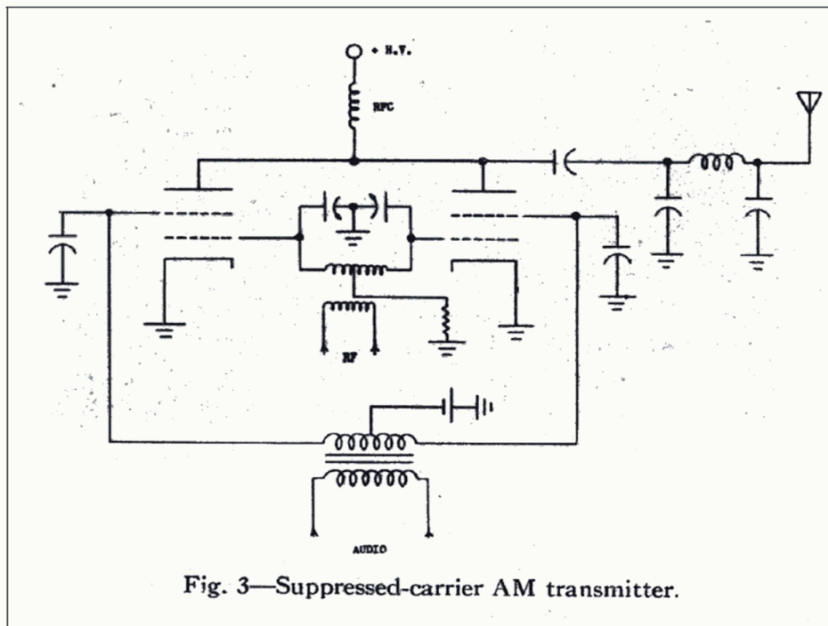


Fig. 3—Suppressed-carrier AM transmitter.

Note that the modulating of carrier frequency of the first pair of balanced modulators is the

center frequency of the input spectrum. The outputs of the first two balanced modulators are

$$e_{a1} = 2e_i(t) \cos \omega_0 t \quad (3)$$

$$e_{b1} = 2e_i(t) \sin \omega_0 t, \quad (4)$$

where

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (5)$$

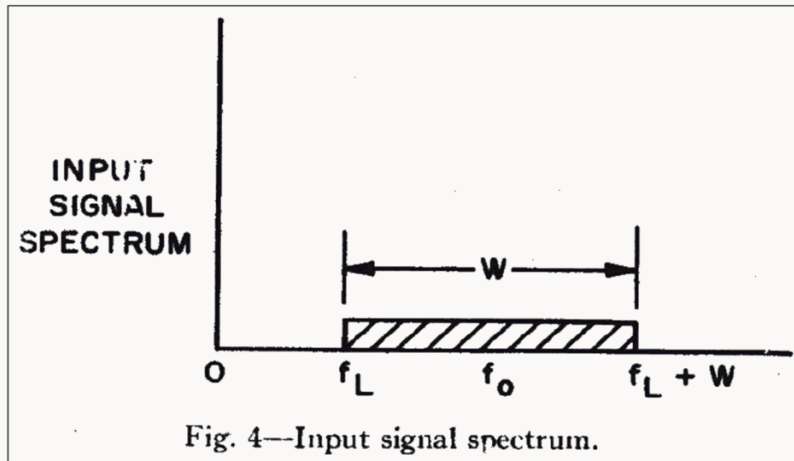


Fig. 4—Input signal spectrum.

The coefficient 2 is used for convenience and can be considered a property of the balanced modulators. Substituting (2) into (3) and (4) and expanding gives

$$e_{a1} = \sum_{n=1}^N E_n \cos[(\omega_n - \omega_0)t + \phi_n] + E_n \cos[(\omega_n + \omega_0)t + \phi_n] \quad (6)$$

$$e_{b1} = \sum_{n=1}^N -E_n \sin[(\omega_n - \omega_0)t + \phi_n] + E_n \sin[(\omega_n + \omega_0)t + \phi_n]. \quad (7)$$

The frequencies $f_n = \omega_n/2\pi$ are restricted to the original bandwidth W

$$f_L \leq f_n \leq f_L + W. \quad (8)$$

Hence the spectrum of the signals e_{a1} and e_{b1} is as shown in Fig.5. The low-pass filter passes the frequencies from zero to $W/2$. From $W/2$ to $2f_0 - W/2$ there should be no signal energy which provides a convenient transition region for the filter. Above $2f_0 - W/2$ the filter should have adequate attenuation to eliminate the high-frequency components from the balanced modulators. Using such a filter the expressions for the filter output voltages are

$$e_{a2} = \sum_{n=1}^N E_n \cos[(\omega_n - \omega_0)t + \phi_n] \quad (9)$$

$$e_{b2} = \sum_{n=1}^N E_n \sin[(\omega_n - \omega_0)t + \phi_n]. \quad (10)$$

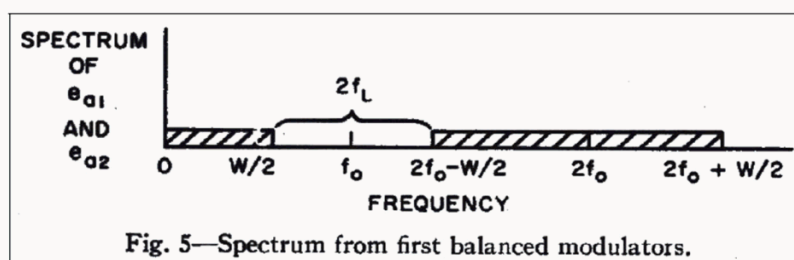


Fig. 5—Spectrum from first balanced modulators.

These two low-frequency functions are then applied to another pair of balanced modulators. However, in this case the translating frequency ω_c is the band center of the desired single-sideband signal. This is generally a high frequency compared with any of the frequencies of the original signal. The expressions for the outputs of this second pair of modulators are

$$e_{a3} = e_{a2} \cos \omega_c t \quad (11)$$

$$e_{b3} = e_{b2} \sin \omega_c t. \quad (12)$$

Substituting (9) and (10) into (11) and (12), and expanding gives

$$e_{a3} = \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c + \omega_n - \omega_0)t + \phi_n] + \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c - \omega_n + \omega_0)t - \phi_n] \quad (13)$$

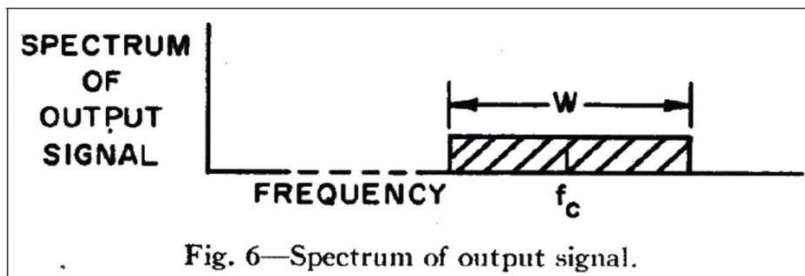
$$e_{b3} = \sum_{n=1}^N \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c + \omega_n - \omega_0)t + \phi_n] - \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c - \omega_n + \omega_0)t - \phi_n]. \quad (14)$$

Finally, adding (13) and (14) gives the desired single-sideband output.

$$e_0 = e_{a3} + e_{b3} \quad (15)$$

$$e_0 = \sum_{n=1}^N E_n \cos[(\omega_c + \omega_n - \omega_0)t + \phi_n]. \quad (16)$$

Note that the frequency normally referred to as the carrier corresponds to $\omega_c - \omega_0$ and that the frequency ω_c is the center of the singlesideband. Fig.6 shows the spectrum of e_0 .



This method of single-sideband generation does not need either sharp cutoff filters or wide-band 90° phase-difference networks. Imperfections in the phasing or balancing do not result in the presence of the unwanted sideband in its usual location. Instead, the unwanted sideband occupies the same band of frequencies as the desired sideband, except that it is inverted. This is a very useful property of this system when channel conservation is an important reason for using single-sideband signals.

Fig.7 shows the circuit of a single-sideband generator using this method. The input signal is a typical speech signal whose energy is confined to a band from 300 to 3300 cps. Care must be taken in the first pair of balanced modulators to keep the input signal component (linear term) from appearing in the output. The two low-pass filters pass all frequencies up to 1500 cps and provide adequate attenuation above 2100 cps. In the second pair of balanced modulators the rf oscillator signal must be accurately balanced out to keep it from appearing in the output.

Two tone tests indicated that undesired signal components were all more than 30 db below the desired signals. The input signal level was in the range 0.1 to 1.0 volt. Listening tests using speech

and music indicated good quality. No difficulty was encountered in balancing the modulators or in phasing the translating signals. The balanced modulators, filters, and transformers can be packaged in a very small unit. As the circuit is bilateral, it can be used in demodulation as well as in generation of single-sideband signals. The lack of critical or expensive elements, combined with the ease of adjustment and the ruggedness and reliability of a passive circuit (such as the one shown in Fig.7) makes this method attractive for application in future single-sideband systems.

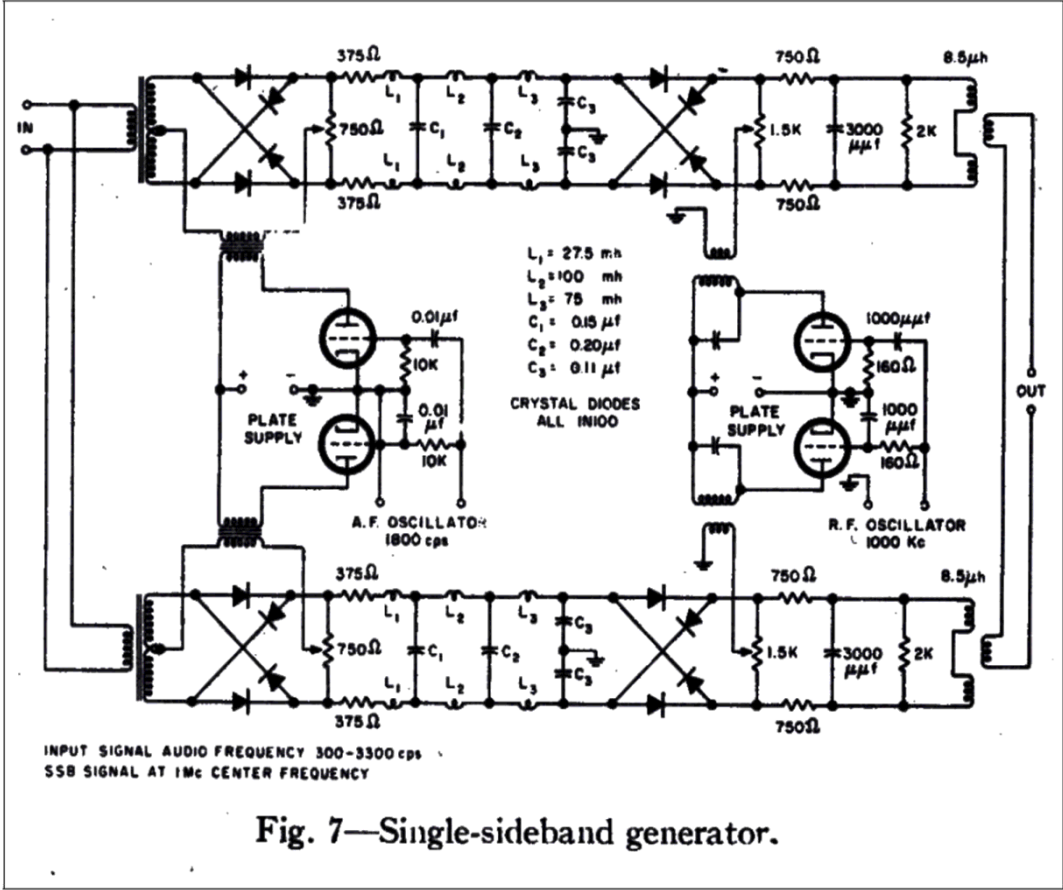


Fig. 7—Single-sideband generator.