

Cuprins

0.1	Abrevieri	1
1	Generatoare de semnal și de funcții.	3

Listă de figuri

1.1	Impedanța de ieșire și de sarcină a generatoarelor de RF [23]: (stânga) $R_L = 50\Omega$; (dreapta) $R_L = 1M\Omega$. . .	3
1.2	Arhitectura de bază a sintezei digitale directe [21].	5
1.3	Arhitectura unui sistem DDS flexibil [21].	5
1.4	"Phase Wheel" digitală [21].	6
1.5	Aliere într-un sistem DDS cu $f_{out} = f_0 = 30MHz$ și $f_{CLK} = f_c = 100MHz$ [21].	7
1.6	Principiul PLL.	9
1.7	Exemplu de VCO (Colpitts) cu diodă varicap.	9
1.8	PLL: fără divizor al referinței, fără prescaler (sus), fără divizor al referinței, cu prescaler (centru), cu divizor al referinței, cu prescaler (jos).	10
1.9	PLL cu dual-modulus prescaler.	10
1.10	Comparator cu histerezis	12
1.11	Comparator cu histerezis. Forme de undă.	12
1.12	Generator de JF.	13
1.13	Generator de JF/MF - variantă îmbunătățită.	14
1.14	Generator de JF/MF.	14
1.15	Generatoare de curent comandate, cu η reglabil.	15
1.16	Formatorul sinusoidal din generatorul de JF (Fig. 1.13) [13].	15
1.17	Aproximarea sinusului prin segmente de dreaptă în cadranul 1, $\theta \in [0, 90]^\circ (t \in [0, T/4))$ [13].	16
1.18	Forme de undă date de generatorul de funcții HP3314A (a) de la stânga la dreapta, de sus în jos: modulație în frecvență', modulație în amplitudine, modul GATE, "1/2 cycle trianglewaves", "Phase locked amplitude modulation", "Gated Sinewave" [15]; (b) pe modul ARbitrary.	16
1.19	Generatorul de funcții HP3314A.	17

Listă de tabele

0.1 Abrevieri

- DUT = Device Under Test
- LUT = Look-Up Table
- SINAD = Signal-to-noise and distortion ratio
- THD+N = Total Harmonic Distortion and Noise
- DDS = Direct Digital Synthesis
- PROM = Programmable-Read-Only Memory
- NCO = Numerically Controlled Oscillator
- SFDR = Spurious-free dynamic range is the strength ratio of the fundamental signal to the strongest spurious signal in the output. It is also defined as a measure used to specify analog-to-digital and digital-to-analog converters (ADCs and DACs, respectively) and radio receivers.

Capitolul 1

Generatoare de semnal și de funcții.

1. Un tehnician folosește un generator standard de RF conectat la un DUT cu $R_{DUT} = 100\Omega$, pe care e conectat în paralel un osciloscop de joasă frecvență (dar cu $f_{-3dB} \gg$ frecvența de lucru). Amplitudinea setată la generator și afișată pe ecranul acestuia este $U_{ag} = 6V$. Amplitudinea măsurată pe osciloscop, U_m , nu corespunde cu aceasta, ceea ce îl derutează pe tehnician, care vă cheamă în ajutor pe dvs, inginerul.

(a) reamintiți-i tehnicianului cât este impedanța de ieșire standard a unui generator de RF. Explicați-i și ce s-ar fi întâmplat dacă ar fi setat generatorul pentru o impedanță de sarcină HiZ .

- Generatoarele de funcții de RF se așteaptă ca la ieșirea lor să fie conectată o sarcină de $R_L = 50\Omega$ [22].
- În cazul nostru, sarcina este reprezentată de R_{DUT} .
- În Fig. 1 [23] sunt reprezentate cele două situații: (1) R_L este cea așteptată, 50Ω ; (b) R_L este $HiZ = 1M\Omega$.

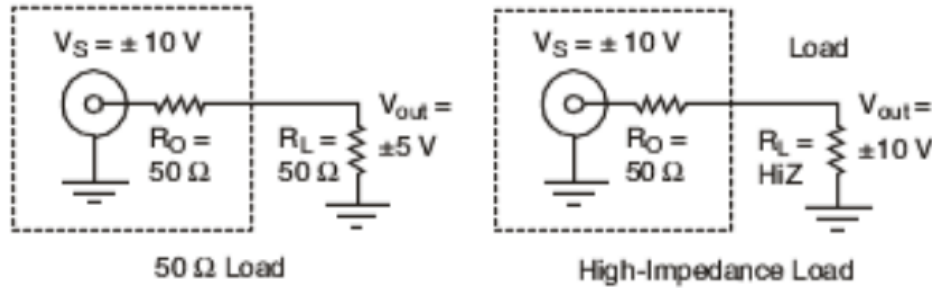


Figura 1.1: Impedanța de ieșire și de sarcină a generatoarelor de RF [23]: (stânga) $R_L = 50\Omega$; (dreapta) $R_L = 1M\Omega$.

- Aplicând legea lui Kirchhoff pe schema din Fig. 1, obținem valoarea afișată de către generator:

$$V_{out} = \frac{R_L}{R_L + R_O} V_S \quad (1.1)$$

unde V_{out} este tensiunea care cade pe impeanța de sarcină, R_L , R_O este impedanța de ieșire a generatorului, iar V_s este tensiunea generată de sursă înainte de impedanța R_0 .

- Dacă generatorul este setat pentru $R_L = 1M\Omega \rightarrow V_{out} \approx V_S$.
- În [24] poate fi ascultată o expunere a celor ilustrate în Fig. 1.

(b) fără a se uita pe ecran, inginerul îi spune tehnicianului: "Da, știu, vezi o amplitudine U_m când tu ai setat 6V", spunând valoarea numerică a lui U_m . Cât este U_m și cum a calculat inginerul?

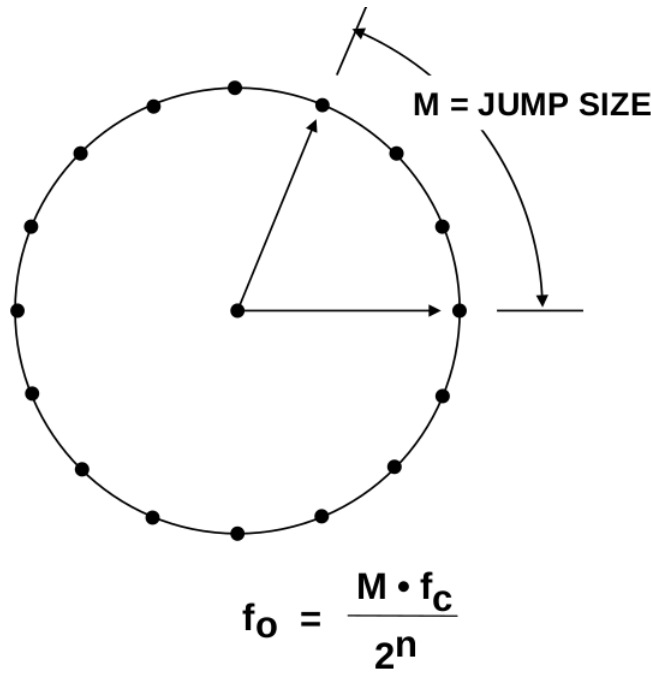
- tehnicianul ignoră faptul că tensiunea afișată de către generator este conform impedanței de sarcină presupusă $R_L = 50\Omega$. Conform 1.1, atunci când impedanța de sarcină este egală cu impedanța de ieșire a generatorului, $R_0 = R_L = 50\Omega$, tensiunea de pe afișajul generatorului va fi $V_{out} = V_S/2$. Ceea ce vede tehnicianul, $V_{out} = 6V$.
 - presupunând osciloscopul setat corect, pe $HiZ = 1M\Omega$, acesta vede tensiunea care cade pe sarcina reală, $R_{DUT} \neq R_L$.
 - Inginerul calculează, deci, $U_m = \frac{100\Omega}{100\Omega + 50\Omega} 12V = 8V$
-

2. Un tehnician folosește un generator standard pentru linii telefonice cu rezistența internă $R_g = 600\Omega$, cu afișajul calibrat corespunzător pentru sarcini de acest tip, conectat la un DUT, în paralel pe care se află un osciloscop. Acesta din urmă este în mod eronat setat de către tehnician pentru lucrul în înaltă frecvență, rezistența de intrare fiind $R_{in} = 50\Omega$ în loc de $1M\Omega$. Știind că amplitudinea reglată conform afișajului generatorului este $U_{ag} = 5V$ și că pe osciloscop tehnicianul măsoară $U_m = 0.75V$, calculați R_{DUT} .
-

- De această dată, indicația afișajului generatorului va fi cea corectă.
 - Tehnicianul reglează incorect osciloscopul. În loc să lucreze pe $1M\Omega$, neafectând valoarea sarcinii pe care cade tensiunea generată, acesta este reglat la $R_{in} = 50\Omega$, sarcina devenind $R_L = R_{DUT} || R_{in}$.
 - Folosind tot schema din Fig 1.1, pe care $R_0 = R_g$, obțin $U_m = V_S \frac{R_L}{R_g + R_L}$.
 - Dacă generatorul are afișajul calibrat pentru sarcini de 600Ω el va genera $V_S = 2V_{ag} = 10V \rightarrow R_{DUT} = \frac{R_{in} R_g U_m}{R_{in}(2U_{ag} - U_m) - R_g U_m} = 1,8k\Omega$
 - **Atenție! Dacă U_m ar fi fost $0,8V$, așa cum este în enunțul din Tema 5 de pe site, R_{DUT} ar fi rezultat <0 , din calcul. Am preluat aplicațiile din diverse cărți, surse. Unele dintre ele au valori eronate, sau sunt incomplete, așa cum ați văzut de-a lungul semestrului. Profit de ocazie ca să vă subliniez că este foarte important, ca ingineri, să vă dați seama de calitatea unui rezultat, nu numai de cantitatea (numărul) care iese din calcul.**
-

3. Un generator de funcții DDS are $f_{max}=15MHz$, $\Delta f = 0.1Hz$ pe afișaj.
-

- Din [21], DDS este o metodă de generare a frecvențelor pornind de la o frecvență de referință, controlată digital.
- Arhitectura de bază este cea din Fig. 3. O frecvență de ceas stabilă, f_c , controlează o memorie de tip PROM. Memoria conține un număr întreg de perioade ale unei sinusoide (sau a unei alte forme de undă arbitrară, periodică). Pe măsură ce numărătorul de adrese avansează în fiecare locație de memorie, amplitudinea digitală de la locația curentă comandă un CNA care generează versiunea sa analogică.
- Dezavantajul major al acestei scheme este că, dacă se dorește schimbarea frecvenței pe care o generează, trebuie schimbată frecvența de referință f_c sau reprogramat PROM-ul.
- Un sistem DDS mult mai flexibil și eficient este cel din Fig.3. Folosește un hardware digital numit NCO.
- Conținutul acumulatorului de fază este actualizat în fiecare ciclu de ceas.
- La fiecare actualizare a acumulatorului de fază, numărul M, reprezentat binar, din registrul $\Delta\phi$ este adunat la numărul din acumulatorul de fază din acel moment.
- Numărul de cicli de ceas pentru o parcurgere completă a acumulatorului de fază este $2^n T_{CK} = \frac{2^n}{f_c}$, unde n este numărul de biți ai acumulatorului de fază.
- Ieșirea acumulatorului de fază (trunchiată la p biți) este adresa dintr-un LUT.
- Fiecare adresă din LUT corespunde unui punct de fază pe forma de undă sinusoidală stocată de către acesta, $\phi \in [0, 360^\circ]$. Un ciclu complet (sau un număr întreg de cicli ai sinusoidelor) este stocat în LUT.
- Corespondența dintre o parcurgere în funcție de timp, sau de unghiul ϕ a unui semnal sinusoidal poate fi văzută în [25].
- LUT mapează, deci, informația din acumulatorul de fază într-un cuvânt de amplitudine digitală, care comandă CNA-ul. Această corespondență este ilustrată în Fig. 3.



n	Number of Points = 2^n
8	256
12	4,096
16	65,536
20	1,048,576
24	16,777,216
28	268,435,456
32	4,294,967,296
48	281,474,976,710,656

Figura 1.4: "Phase Wheel" digitală [21].

- Sistemul DDS descris este foarte flexibil și are rezoluție foarte bună. În plus, frecvența poate fi modificată instant, fără discontinuitate de fază, schimbând conținutul registrului M .
- În practică, este necesară execuția unei secvențe seriale (byte-loading) pentru a prelua cuvântul corespunzător noii frecvențe într-un registru tampon (buffer) care precede registrul M cu ieșire paralelă.
- După ce noul cuvânt este încărcat în registrul tampon, registrul M este comandat (*clocked*), modificându-și toți biții simultan.
- Numărul de perioade de ceas necesare pentru încărcarea registrului tampon al $\Delta\phi$ determină rata maximă de modificare a frecvenței de ieșire.

Aliere în sistemele DDS

Sistemele DDS sunt sisteme cu eșantionare. Criteriul Nyquist afirmă că frecvența de eșantionare (în cazul DDS, frecvența ceasului) trebuie să fie de cel puțin două ori mai mare ca frecvența maximă din spectrul semnalului care se dorește a fi reconstruit (f_{out} a DDS). În practică, $f_{out,max} \leq f_{CLK}/3$.

Fig. 3 arată ieșirea unui CNA dintr-un sistem DDS cu $f_{out} = f_0 = 30MHz$ și $f_{CLK} = f_c = 100MHz$. Un filtru antialiasing (FTJ) trebuie să urmeze reconstrucției realizate de CNA pentru a elimina componentele de pe frecvențe imagine (de exemplu, $(100-30)MHz$).

Răspunsul în amplitudine al (reconstrucția făcută de) CNA (-ului), înaintea FTJ, este de tip sinus cardinal:

$$A(f_0) = \text{sinc}\left(\frac{\pi f_0}{f_c}\right) \quad (1.3)$$

Armonicile f_{out} ajung în spectrul de bază, nefiind eliminate de FTJ cu frecvența de tăiere f_{out} . Astfel, frecvența imagine a celei de-a doua armonice va fi pe frecvența $f_c - (2 \cdot 30)MHz = 40MHz$, imaginea celei de-a treia armonice pe $10MHz$ etc.

a) determinați numărul de biți ai acumulatorului n și frecvența de clock minimă necesară pentru a satisface o condiție similară cu Nyquist, dar cu minim 8 eșantioane per perioadă în loc de 2, la rezoluția în frecvență dată.

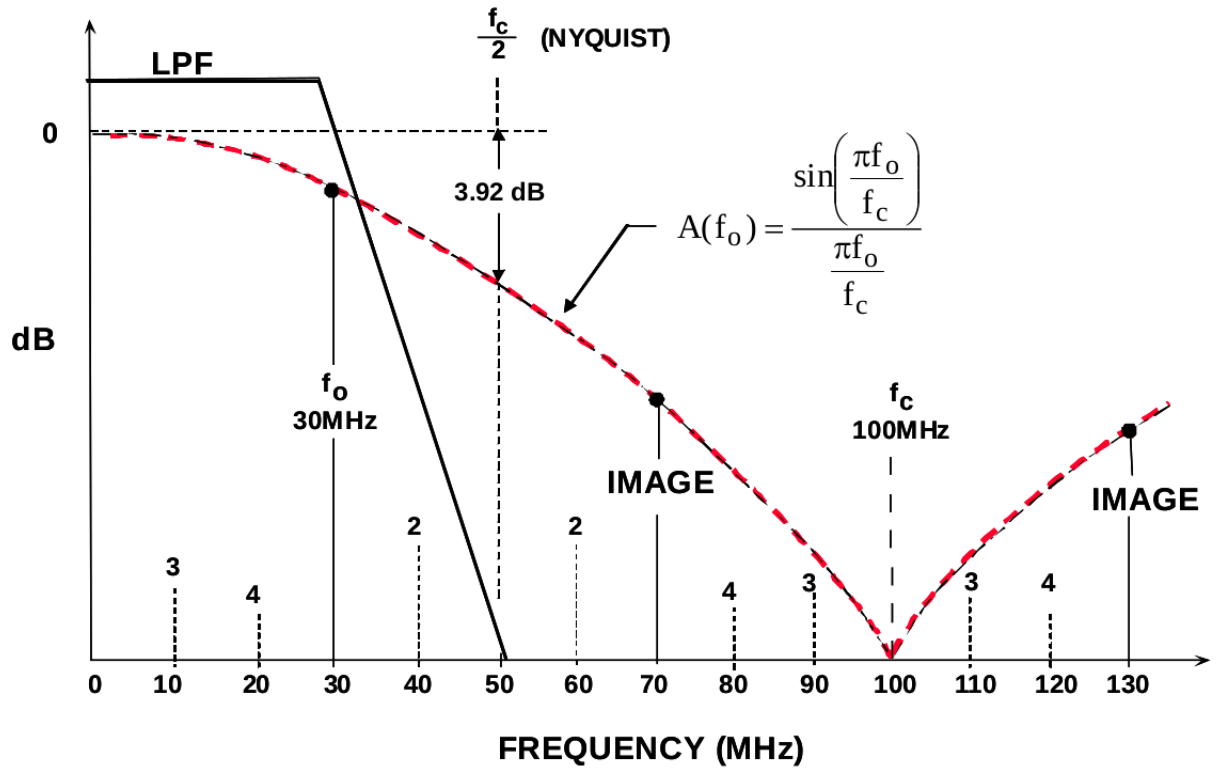


Figura 1.5: Aliere într-un sistem DDS cu $f_{out} = f_0 = 30\text{MHz}$ și $f_{CLK} = f_c = 100\text{MHz}$ [21].

- Rezoluția DDS-ului se calculează din (1.2) pentru $M = 1 \rightarrow \Delta f = \frac{f_c}{2^n}$.
- Din condiția de reconstrucție a semnalului digital cu minim 8 eșantioane per perioadă rezultă $f_c \geq 8 \cdot f_{max}$.
- Prin urmare, $n \geq \log_2 \frac{8f_{max}}{\Delta f} = 27,16$ biți $\rightarrow n = 28$ biți.
- $f_{c,min} = 8f_{max} = 120\text{MHz}$.

b) alegeți nr. de biți p a.î. memoria de forme de undă LUT să nu depășească 16Kwords (un *word* este pe q biți conform punctului c).

- Dimensiunea memoriei de forme de undă LUT este $2^p \cdot q$ biți.
- Trebuie, deci, ca $2^p \leq 16000 \rightarrow p \leq \log_2 16000 \approx 13.97$ biți.
- Aleg $p = 13$ biți $\rightarrow 2^p = 8192$ cuvinte. Dacă $p = 14$, rezultatul depășește 16kcuvinte.

c) calculați valorile minime ale cuantei tensiunii de la ieșire știind că se folosește, respectiv, un CNA pe $q = 8, 10, 12, 14$ biți, iar tensiunea de ieșire maximă este 5Vpp.

- Cuanta tensiunii de la ieșire va fi $\Delta U \approx U_{out,max}/2^q = 2.5V/2^q$
- $q = 8 \rightarrow \Delta U = 9,76\text{mV}$
- $q = 10 \rightarrow \Delta U = 2,44\text{mV}$
- $q = 12 \rightarrow \Delta U = 610,35\mu\text{V}$
- $q = 14 \rightarrow \Delta U = 152,59\mu\text{V}$

d) calculați valorile SINAD maxime (respectiv THD+N minime) disponibile cf. q de la pct. c).

- $SINAD = 10\lg\left(\frac{P_{signal}+P_{noise}+P_{distortion}}{P_{noise}+P_{distortion}}\right) = 20\lg\left(\frac{U_{signal}}{\Delta U} + 1\right) = 20\lg(2^q + 1)$ [dB].
- $q = 8 \rightarrow SINAD = 48, 20dB$
- $q = 10 \rightarrow SINAD = 60, 21dB$
- $q = 12 \rightarrow SINAD = 72, 25dB$
- $q = 14 \rightarrow SINAD = 84, 29dB$

4. Să se proiecteze un generator DDS cu afișaj cu 4 cifre, care să genereze frecvențe între 0.100 Hz și 9.999 MHz. Rezoluția în frecvență depinde de scara aleasă, pentru a avea toate cifrele de pe afișaj utilizate, iar scările sunt comutabile decadic, ca la orice aparat cu afișaj numeric (adică pe scara de 10MHz, $f_{max} = 9.999MHz$ și $\Delta f = 0.001MHz = 1KHz$, în timp ce, de exemplu, pe scara de 1MHz, $f_{max} = 999.9KHz$ și $\Delta f = 0.001KHz = 100Hz$). Se presupune că valoarea selectată de utilizator (ex:1.234KHz) ajunge ca număr întreg în registrul necesar. Detaliați modul în care intervine punctul zecimal.

- A proiecta DDS-ul înseamnă a-i alege n, p, q, f_c , în condițiile date în enunț.
- Pe un afișaj de 4 cifre, numărul maxim este $N=9999 \rightarrow 2^q = N_{max}$, dat fiind că CNA-ul din DDS lucrează pe q biți $\rightarrow q = \log_2 N_{max} \approx 13, 29$ biți $\rightarrow$ ale $q = 13$ biți. Totuși, mă limitez la $N_{max} = 8192!$
- Rezoluția este $\Delta f = f_c/2^p$. Presupunând valabilă aceeași condiție de tip Nyquist ca în problema precedentă, $f_c \geq 8f_{max} \rightarrow f_c \geq 80MHz$
- Pentru scara de 10MHz, $\Delta f \geq 80MHz/2^p \rightarrow n \leq 16, 29$ biți. Aleg $n = 16$ biți $\rightarrow \Delta f = 0,00122070MHz > 0,001MHz$ specificați. Dar, afișajul nu vede decât primii 4 digiți, care corespund.
- Verific și pe alte scări: 1MHz, $\Delta f = 8MHz/2^n = 0,00012207MHz = 122,07Hz > 100Hz \rightarrow$ Revin asupra deciziei, și iau $n = 17$. Pe scara de 100kHz, rezoluția va fi $\Delta f = 800kHz/2^{17} \approx 6,1Hz$. Pe scara de 1kHz, rezoluția va fi de $\approx 0.061Hz$. Corespunde cerințelor din enunț.
- În acest moment am un sistem DDS cu frecvența de ceas (referință) minimă $f_c = 80MHz$, cu un acumulator de fază de $n = 17$ biți, un CNA care lucrează pe $q = 13$ biți (poate 14 e mai bine? discutabil!).
- Mai am de ales numărul de biți transmiși de la acumulatorul de fază la LUT, p . Dacă aleg $p = n = 17$ biți, dimensiunea LUT va fi de $2^{17} \cdot q$ biți $\approx 2MB$. Cam mult pentru o memorie PROM $\rightarrow$ trunchiez $n = 17$ biți la $p = 15 \rightarrow \approx 425kB$. Dpdv comercial, memoria (LUT) va avea, cel mai probabil, 512kB.
- CONCLUZIE: $f_c = 80MHz, n = 17biți, q = 13biți, p = 15biți$

Bibliografie

- [1] Goldberg, David (March 1991). "What Every Computer Scientist Should Know About Floating-Point Arithmetic" (PDF). ACM Computing Surveys. 23 (1): 5–48. doi:10.1145/103162.103163. Retrieved 2016-01-20.
- [2] Keysight Technologies, Spectrum Analysis Basics.
- [3] <http://www.astrosurf.com/luxorion/qs-ham-history5.htm>, accesat pe 25.12.2017.
- [4] Mihai. Stanciu, Note de curs *Instrumentație Electronică de Măsură*.
- [5] wikipedia Flash
- [6] <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/DAC08.pdf>, accesat pe 13.09.2017.
- [7] Keysight Technologies, Understanding the Right Metrics to use when Evaluating Oscilloscope Quality, Application Note, accesat online pe 1.01.2018.
- [8] Art Kay, Timothy Claycomb, TI Designs – Precision: Verified Design Comparator with Hysteresis Reference Design, Texas Instruments, <http://www.ti.com/lit/ug/tidu020a/tidu020a.pdf>, accesat pe 4.01.2018.
- [9] Electronics Tutorials, <http://www.electronics-tutorials.ws/opamp/op-amp-comparator.html>, accesat pe 4.01.2018.
- [10] <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/semiconductors/chpt-3/zener-diodes/>, accesat pe 4.01.2018.
- [11] Capacitors, MIT, <https://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-071j-introduction-to-electronics-signals-and-measurement-spring-2006/lecture-notes/capacitance.pdf>, accesat pe 4.01.2018.
- [12] LINEAR SYSTEM RESPONSE, MIT <https://ocw.mit.edu/resources/res-6-010-electronic-feedback-systems-spring-2013/textbook/MITRES6-010S13chap03.pdf>, accesat pe 4.01.2018.
- [13] [Miller1995] M. H. Miller, – Diode Wave Shaping (Sawtooth to Sinusoid) –, 1995, accesat online <http://studylib.net/doc/18116850/diode-wave-shaping-sawtooth-to-sinusoid> pe 6.01.2017.
- [14] FUNCTION GENERATORS and FREQUENCY SYNTHESIZERS, 1 MHz to 20 MHz Function Generator with Arbitrary Waveforms, Model 3314A, Hp.
- [15] <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/03314-90000.pdf?id=805466>, accesat pe 4.01.2018.
- [16] Analog devices, MT-086 TUTORIAL, Fundamentals of Phase Locked Loops (PLLs) <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-086.pdf>, accesat pe 4.01.2018.
- [17] Ian Poole, PLL Phase Locked Loop Tutorial, RadioElectronics.com, <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/pll-synthesizers/phase-locked-loop-tutorial.php>, accesat pe 4.01.2018.
- [18] Radio Electronics
- [19] https://www.youtube.com/watch?time_continue=3&v=WnKK11UEvVE
- [20] https://www.youtube.com/watch?time_continue=4&v=ik3sUyCla0
- [21] Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS), Application Note MT-085.
- [22] Keysight N9310A RF Signal Generator 9 kHz to 3.0 GHz, Data Sheet, Keysight Technologies.
- [23] NI Signal Generators Help, Edition Date: October 2011, Part Number: 370524P-01, http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370524P-01/siggenhelp/output_impedance/, accesat online pe 18.01.2018.

- [24] Why your Function Generators output voltage reading can be wrong, *https* :
//www.youtube.com/watch?time_continue=33&v=tClE8s6RZdg, accesat pe 17.01.2018.
- [25] *https* : *//www.youtube.com/watch?v=cabNiIWWXKc*