



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação

José Eduardo Alves Pereira Filho

**Desagregação não intrusiva de cargas elétricas com
ênfase na detecção de eventos**

Campinas-SP
2022

José Eduardo Alves Pereira Filho

**Desagregação não intrusiva de cargas elétricas com enfoque na
detecção de eventos**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista, na área de Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Alim Pedro de Castro Gonçalves

Este trabalho corresponde à versão final da Dissertação defendida por José Eduardo Alves Pereira Filho e orientada pelo Prof. Dr. Alim Pedro de Castro Gonçalves.

Campinas-SP
2022

Resumo

O uso da energia elétrica é vasto em vários domínios. Porém, seu controle individual por equipamento é, ainda, um desafio devido à grande quantidade de dados e à complexidade exigida para análise. Usando técnicas de desagregação de cargas para monitoramento, o intuito deste trabalho é explorar e averiguar possíveis soluções para separação das cargas num monitoramento concentrado, em inglês *Non Intrusive Load Monitoring (NILM)*. Na literatura já existem inúmeros excelentes algoritmos para classificação de diferentes cargas individuais em regime permanente, o objetivo principal é ratificar a possibilidade de detectar novos eventos com precisão para que os limites do que são transitórios e regime permanente possam ser bem claros e de fácil separação, permitindo assim uma boa classificação. Serão apresentados dois algoritmos simples com diferentes propostas, mas ambos com enfoque na análise em frequência dos sinais amostrados por uma frequência de amostragem escolhida baseado nas hipóteses mostradas exploradas ao decorrer do trabalho.

Abstract

The use of electrical energy is vast in several domains. However, its individual equipment control is, still, a challenge due to the large amount of data and the complexity of analysis. Using load disaggregation techniques for monitoring, the purpose of this work is to explore and investigate possible solutions for the separation of loads in a concentrated monitoring, in English NILM (Non Intrusive Load Monitoring). As there are already several algorithms that are capable of classifying individual devices by their steady state, detecting new events accurately is crucial so that the boundaries of what are transient and steady regimes could be easily separated, thus allowing a good classification. Two simple algorithms will be presented with different basic ideas, but both focusing on the analysis in frequency domain of the sampled signals, sampled by a specific frequency chosen according to the commented initial hypotheses.

Lista de Figuras

1.1	Método NILM em etapas (SOUZA, 2019).	11
2.1	Circuito para implementação da tensão imposta pela rede com harmônicas. . .	14
2.2	Resultado da simulação do circuito 2.1. Sinal em azul é a saída distorcida e sinal em roxo a senóide de frequência 60 Hz e tensão RMS de 127 V	15
2.3	Exemplo de conexões de circuitos em projetos de residências.	16
2.4	Tipos de acionamento de cargas. Figura em (SOUZA, 2019)	16
2.5	Exemplo de circuito com elementos parasitas passa-baixa.	19
2.6	Resultado da simulação de 2.5. Em roxo a fase na saída e em azul o ganho em dB na saída.	19
2.7	Circuito 1 de simulação. Variando as potências das cargas e os filtros com instantes de acionamento bem afastados.	24
2.8	Circuito 2 de simulação. Mesma potência das cargas e diferentes filtros com instantes de acionamento bem afastados.	25
2.9	Circuito 3 de simulação. Mesma potências das cargas e mesmo filtro C com instantes de acionamento bem próximos.	25
2.10	Circuito 4 de simulação. Variando as potências das cargas, o mesmo filtro LC e com instantes de acionamento relativamente próximos.	26
2.11	Circuito 5 de simulação. Variando as potências das cargas, os tipos das cargas e os filtros com instantes de acionamento bem afastados.	26
2.12	Simulação do circuito 1.2.7	27
2.13	Simulação do circuito 2.2.8	27
2.14	Simulação do circuito 3.2.9	28
2.15	Simulação do circuito 4.2.10	28
2.16	Simulação do circuito 5.2.11	29
2.17	Diferentes médias móveis e suas DFTs.	31
2.18	Representação em frequência da operação de cálculo de potência ativa	31
2.19	Exemplo de espectrograma com um sinal chirp que varia a frequência de 10 Hz para 50 Hz em 5 segundos. Código adaptado.	33
2.20	Janela Hann no tempo e frequência. Imagem retidada de Wikipedia	34
2.21	Circuito 1 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.	36
2.22	Circuito 2 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.	37
2.23	Circuito 3 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.	37
2.24	Circuito 4 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.	38
2.25	Circuito 5 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.	38
2.26	Circuito 3 visualização tridimensional do espectrograma nas frequências de interesse.	40
2.27	Circuito 1 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.	40
2.28	Circuito 2 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.	41

2.29	Circuito 3 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.	41
2.30	Circuito 4 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.	42
2.31	Circuito 5 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.	42

Lista de Tabelas

2.1	Características das simulações.	29
2.2	Resumo das detecções do algoritmo SMA em 2.5.1	36
2.3	Resumo das detecções do algoritmo Espectrograma em 2.5.2	39

Lista de Abreviaturas e Siglas

ADC	Analog Digital Converter
CPT	Conservative Power Theory
DFT	Discrete Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
LIT	Linear Time Invariant
NILM	Non Intrusive Load Monitoring
PWM	Pulse Width Modulation
SMA	Simple Moving Average
SNR	Signal to Noise Ratio
STFT	Short Term Fourier Transform
THD	Total Harmonic Distortion

Sumário

1	Introdução	10
1.1	Motivação	10
1.2	Enfoque do Trabalho	12
2	Desenvolvimento	13
2.1	Hipóteses gerais	13
2.2	Sistema de aquisição dos dados	18
2.3	Um modelo simples de uma residência	22
2.4	Simulações e Circuitos	24
2.5	Algoritimos	30
2.5.1	<i>Simple Moving Average (SMA)</i>	30
2.5.2	Espectrograma	33
2.6	Resultados	35
2.6.1	<i>Simple Moving Average</i>	35
2.6.2	Espectrograma	39
3	Conclusões	43
3.1	Discussão sobre os resultados	43
3.2	Próximos passos	44
	Referências bibliográficas	47
A	Circuitos não LIT	48

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A energia elétrica, desde o seu descobrimento, vem sendo explorada cada vez mais e vem abrindo portas para um desenvolvimento tecnológico acentuado na sociedade moderna. Desde a produção de maquinário mais eficiente e potente à sistemas pequenos de telecomunicações. Além disso, com a nova busca de fontes renováveis de produção de energia, a energia elétrica aparece novamente nos holofotes.

Por ser versátil, altamente conversível e de transporte relativamente simples, a energia elétrica é usada em vários processos como fonte para vários equipamentos no dia a dia. Geladeiras, computadores, secadores, chuveiros (no Brasil) entre outros, são todos conectados à rede elétrica cuja geração encontra-se a quilômetros de distância.

Como é sabido, geração e uso da energia elétrica devem ser finamente balanceados para não haver desperdício e desgaste na transmissão. Dessa forma, saber como a energia vem sendo usada além de quais as características da carga, seriam informações preciosas para uma geração mais eficiente.

Não só para a geração, mas também para o próprio consumidor, saber o que vem sendo usado em sua residência e qual o seu próprio padrão de uso, facilita a previsão dos valores da conta de energia, podendo informar possíveis perdas inesperadas na residência, formas de onda residuais expelidas e/ou absorvidas para/da rede, entre outros aspectos importantes.

Assim sendo, o objetivo deste estudo é entender como se pode ter conhecimento de quais cargas estão ligadas ao mesmo tempo com o mínimo de informações possível, isto é, sem a necessidade de um circuito específico para cada equipamento. Para isso, esse estudo é baseado

nas técnicas do NILM (SOUZA, 2016; HART, 1992; WELIKALA et al., 2019; ZHOU et al., 2021; FAUSTINE; PEREIRA; KLEMENJAK, 2021; GHOSH; CHATTERJEE, 2021).

Como mostra a Figura 1.1, o método não intrusivo pode ser essencialmente dividido em 3 partes: Aquisição de dados, Detecção de eventos e Classificação. A aquisição e a frequência de amostragem são pontos chave pois, dependendo da análise à ser feita, harmônicas de altas frequências são necessárias, e, portanto, devemos ter uma frequência de amostragem pelo menos 2 vezes maior que a frequência que buscamos visualizar.

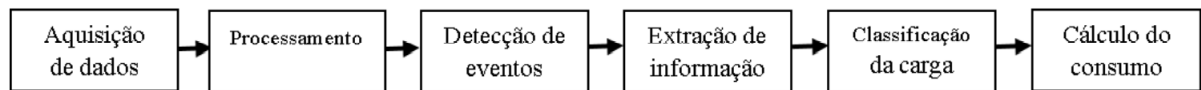


Figura 1.1: Método NILM em etapas (SOUZA, 2019).

A Detecção de eventos é crucial para uma melhor separação de eventos e posteriormente a classificação, já que se dois eventos ocorrem simultaneamente mas apenas um foi detectado, na etapa de classificação, o classificador irá interpretar o sinal como sendo de um único equipamento, levando à erros e falsos valores. Por isso, essa etapa será o foco desse trabalho pois, como veremos, a etapa de classificação já obteve excelentes resultados para classificação individual em regime permanente das cargas como mostra (SOUZA, 2019).

Por fim, a etapa de classificação pode ser vista como janelamento dos eventos, isto é, sabendo que um evento teve início em um tempo $T_{inicial}$ e acabou em um tempo T_{final} , ao subtrair as formas de onda dos eventos anteriormente já classificados que possuem *overlap* nesse período, podemos obter a potência consumida por esse equipamento em específico e gerar uma tabela (construída de forma recursiva) dos eventos em ordem de acontecimento e suas características. Com a forma de onda em regime permanente, podemos usar outras técnicas de classificação individual de equipamentos como a Conservative Power Theory (CPT) por exemplo.

1.2 Enfoque do Trabalho

Nesse trabalho de conclusão de curso, o enfoque principal é na detecção de eventos de liga/desliga de cargas elétricas e suas consequências nas medições de tensão e corrente de cada fase. Para a realização do trabalho, várias fontes de dados foram pensadas. Porém, devido a dificuldade e complexidade para uso de dados reais de alta frequência de residências, optou-se por simulações computacionais com modelos pré-definidos e objetivos simples de teste dos algoritmos. Além disso, simulações propiciam precisão na definição dos tempos de acionamento das cargas e a escolha da frequência de amostragem desejada, facilitando a verificação do algoritmo posteriormente.

O objetivo principal é buscar um algoritmo capaz de detectar mudanças súbitas em medidas de corrente e/ou tensão (ou a média do produto de ambas - potência ativa) para facilitar algoritmos existentes na literatura capazes de identificar/classificar equipamentos ligados com base na forma de onda da corrente/potência. Esses algoritmos da literatura já são extremamente eficazes para classificação quando se tem a forma de onda do equipamento bem definida. Portanto a detecção de um novo evento é extremamente necessária para se fazer a diferença da nova forma de onda de regime permanente com a forma anterior ao ligamento, permitindo que os bons algoritmos consigam classificá-lo com precisão.

Além disso, gostaria, brevemente, de elaborar um pequeno resumo de como deveria ser um sistema embarcado para aquisição dos dados com algumas hipóteses de frequência dos sinais durante seu ligamento tendo em vista a capacidade de um circuito embarcado para aquisição/armazenamento/processamento dos dados para encontrar um limite interessante de uma boa resolução temporal.

Capítulo 2

Desenvolvimento

2.1 Hipóteses gerais

Para o desenvolvimento de técnicas de NILM, podemos abordar o problema de algumas maneiras. Duas delas são apresentadas abaixo.

Podemos gerar um modelo simplificado da realidade baseado em mecanismos simples de comportamento para cada tipo de equipamento e buscar por algum padrão quando os equipamentos são ligados/desligados. Ou pode-se apenas, de maneira empírica, coletar dados com a melhor resolução possível e buscar compreender como são os sinais de liga/desliga.

Dado a complexidade de construção/compra de um sistema de aquisição de dados para um trabalho de tão curto tempo, optou-se pela modelagem simplificada da realidade, com o intuito de obter resultados para inspirar possíveis questionamentos sobre a aplicabilidade dos métodos propostos de forma rápida e barata para residências. Para isso, deve-se cercar o domínio de trabalho especificando algumas limitações do que buscar e das ferramentas disponíveis.

A seguir, irei explicar e listar as hipóteses usadas tanto para a escolha de modelos de circuitos residenciais, quanto para escolha da frequência de amostragem que será usada para definir os hiperparâmetros dos algoritmos baseados nas suposições de conteúdo espectral da tensão e corrente, vindas da rede e/ou dependentes do circuito.

Primeiramente, os projetos elétricos de uma casa podem ser diferentes. Possuir diferentes balanceamentos de cargas, diferentes quantidades de fases, etc. Aqui irei supor o caso mais geral durante os experimentos. Uma casa com alimentação trifásica com neutro. A alimentação das casas está associada ao transformador abaixador local, podendo ou não possuir fio de neutro.

Além disso, irei supor que a tensão vinda da rede não é perfeitamente senoidal e possui um certo *Total Harmonic Distortion (THD)*, seguindo o valor máximo permitido pela norma IEEE 519 que é de $THD = 8\%$, sendo de no máximo 5% para $3^a, 5^a, 7^a, 9^a, 11^a$ harmônicas. Como no Brasil, existem muitos transformadores em delta, que filtram a 3^a harmônica, irei considerá-la desprezível, existindo apenas até a 11^a harmônica com $THD \leq 5\%$. Assim, obtemos:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2}}{V_1} < 0.08, \quad V = V_{RMS} \quad (2.1)$$

$$THD = \frac{V_i}{V_1} < 0.05, \quad i = \{5, 7, 9, 11\} \quad (2.2)$$

Por simplicidade busco um valor k tal que $\frac{kV_1}{V_1} < 0.05$ e $\frac{\sqrt{4(kV_1)^2}}{V_1} < 0.08$. O que levaria à $k < 0.04$ e escolho $k = 0.017$. Assim os valores de pico das tensões de $5^a, 7^a, 9^a, 11^a$ harmônicas são iguais à $V_{pico} = \sqrt{2}kV_1 \approx 3V$. Segue a simulação do sinal de uma fase usando o modelo proposto abaixo (Figuras 2.1, 2.2).

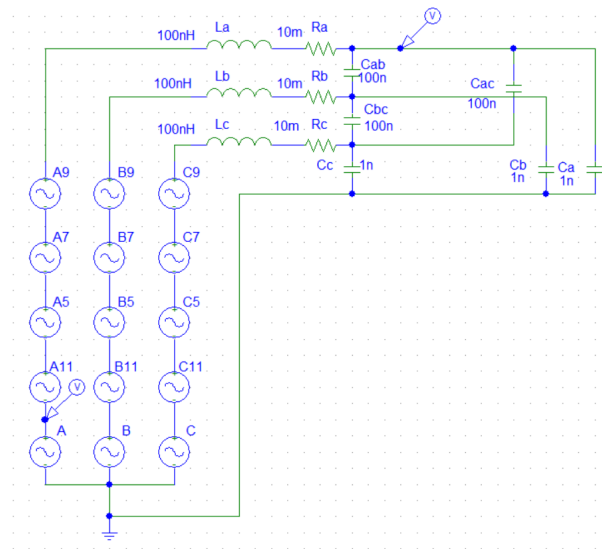


Figura 2.1: Circuito para implementação da tensão imposta pela rede com harmônicas.

Sobre a simulação, o requisito mais importante a ser considerado é o passo, isto é, a frequência de amostragem usada nas simulações, pois ela terá grande significância na escolha futura dos hiperparâmetros dos algoritmos. Irei discutir com mais detalhes qual a frequência de amostragem escolhida na seção 2.2. Por ora, fica definido como $f_{amostragem} = 1MHz$.

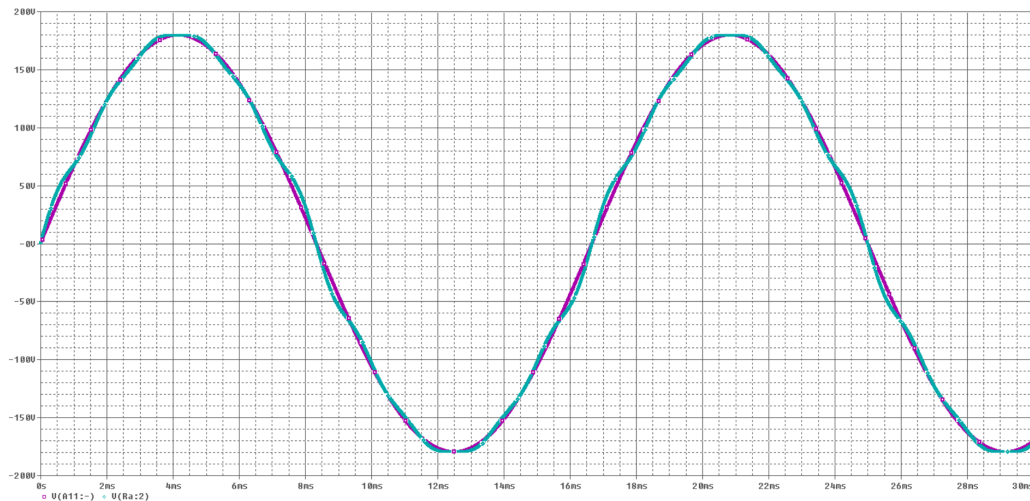


Figura 2.2: Resultado da simulação do circuito 2.1. Sinal em azul é a saída distorcida e sinal em roxo a senóide de frequência 60 Hz e tensão RMS de 127 V

Para os circuitos de simulação, irei implementar modelos simples de conversores AC/DC como pontes retificadoras com filtros, pois grande parte dos equipamentos de menor potência funcionam com corrente contínua. Para os equipamentos de alta potência como chuveiros, irei conectá-los diretamente nas fases. Cada fase terá $V_{RMS} = 127V$ e frequência **constante** (combinação das frequências da THD discutida anteriormente), ou seja, não haverá oscilações de corrente vindas da rede suposta como um barramento infinito. Um exemplo de design de circuito residencial pode ser visto na imagem abaixo (Figura 2.3).

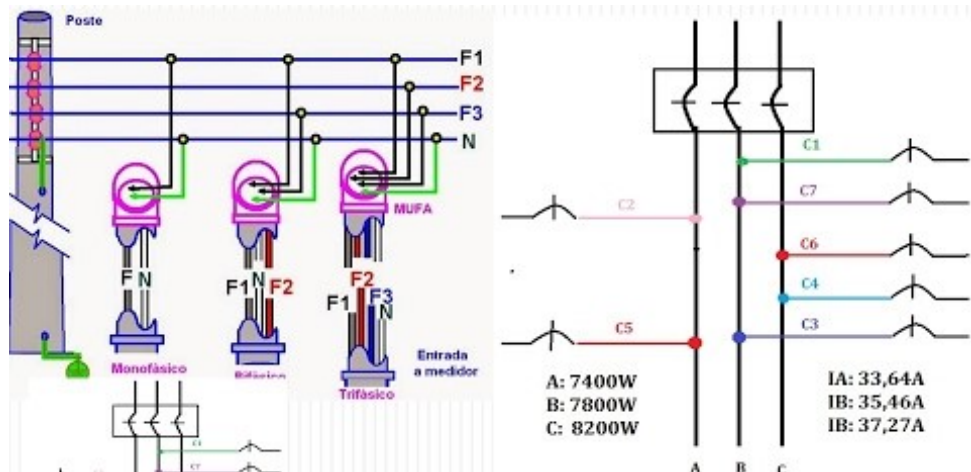


Figura 2.3: Exemplo de conexões de circuitos em projetos de residências.

Sobre o enfoque do trabalho, detecção de eventos de liga/desliga, uma hipótese bastante geral dos tipos de curvas esperadas para esses eventos são bem detalhadas em (SOUZA, 2019) e a Figura 2.4 resume com maestria os tipos de eventos que podem existir. Sendo o principal objetivo desse trabalho detectar os eventos (a), (b), (c), (d) e (e) principalmente.

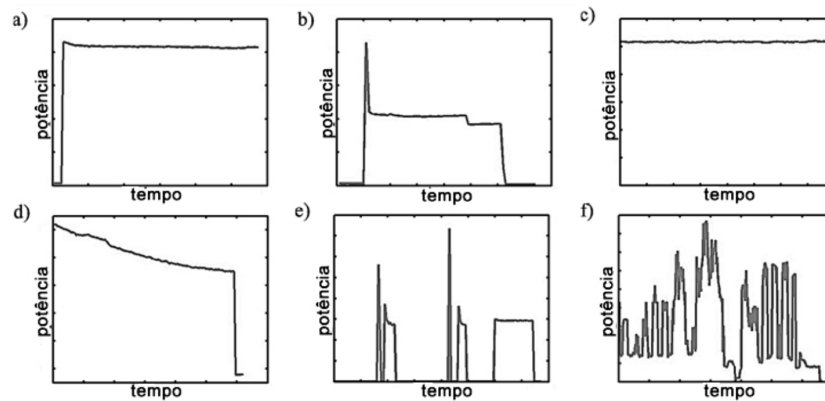


Figura 2.4: Tipos de acionamento de cargas. Figura em (SOUZA, 2019)

Além dessas hipóteses gerais discutidas, outras podem ser melhor detalhadas em sua respectiva seção. Para sumarizar, a lista abaixo ratifica as principais:

- Casa com alimentação trifásica de $V_{fase}^{rms} = 127V$ com neutro/terra;
- Tensão **não puramente senoidal** respeitando o limite de THD máximo pela IEEE 519 e existe uma indutância e resistência associada ao transformador abaixador local;
- Frequência de amostragem e simulação de $f_a = 1MHz$;
- Detectar eventos como em 2.4.

2.2 Sistema de aquisição dos dados

Este capítulo visa generalizar a aquisição dos dados buscando um balanço entre preço, eficiência e necessidade, isto é, responder à pergunta, quais seriam as características essenciais básicas e factíveis para um sistema de aquisição de dados residencial em larga escala?

Inicialmente, considerando modelos residências, não iremos encontrar cargas muito pesadas como motores de indução trifásicas ou cargas de alta frequência de comutação. Equipamentos clássicos foram testados e amostrados em (SOUZA, 2019), sendo eles:

- Geladeiras;
- Chuveiros;
- Televisoes;
- Máquina de lavar roupas (motores monofásicos);
- Diferentes tipos de lâmpadas;
- Computadores;
- etc.

A eletrônica usada na maioria dos equipamentos ou é para regulação de velocidade de motores monofásicos ou conversores CA/CC. Esses equipamentos não possuem respostas em frequência ao degrau muito complexas/rápidas como alguns novos elementos discutidos em (TREW, 2005).

Assim, uma referência de frequência máxima de chaveamento de um equipamento que pode gerar harmônicas seria da ordem de alguns Gigahertz. Porém, as próprias capacitâncias e indutâncias parasitas filtram oscilações acima disso como podemos verificar na simulação abaixo (Figura 2.6). Para valores extremamente baixos de indutância ($L = 1nH$) e capacitância ($C = 1nF$) parasita e uma carga de $1k\Omega$ o filtro passa-faixas LC possui uma frequência de corte de $f_{corte} \approx 250MHz$ e frequência de ressonância $f_{resso} \approx 159MHz$ como mostra a Figura 2.6 para o circuito simplificado na Figura 2.5. A equação que descreve a frequência de ressonância pelos parâmetros LC é dada por $f_{resso} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

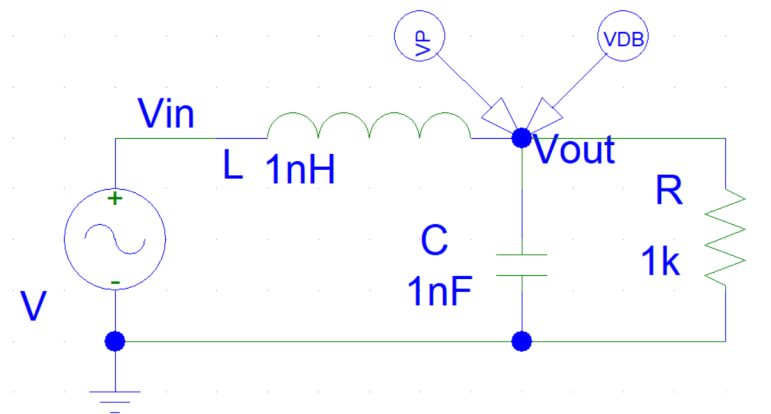


Figura 2.5: Exemplo de circuito com elementos parasitas passa-baixa.

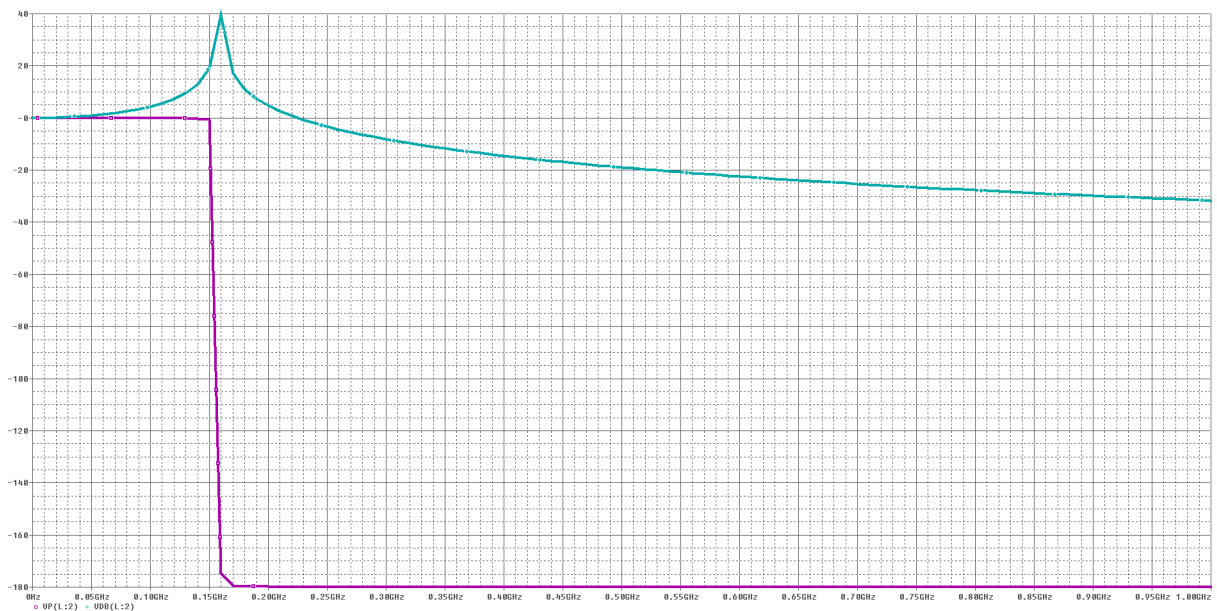


Figura 2.6: Resultado da simulação de 2.5. Em roxo a fase na saída e em azul o ganho em dB na saída.

Com isso, usando a relação de Nyquist, podemos estimar qual deve ser a mínima frequência de amostragem necessária para se ter uma boa resolução espectral nos medidores de energia. Como supõe-se que a frequência máxima do sinal é da ordem de 1GHz e o filtro passa-faixas "natural" reduz essa frequência para alguns Megahertz (já que cabos de 4mm com alguns metros de comprimento possuem indutâncias da ordem de micro Henry), uma boa frequência de amostragem seria de $f_{\text{amostragem}} = 100\text{MHz} \geq 2 \times 5\text{MHz}$.

No entanto, para um Analog Digital Converter (ADC)[exemplo de preço] de 16 bits, isto é, 2 Bytes, a quantidade de dados que passariam para a memória do microcontrolador seria de $D = \frac{2 \times f_{amostragem}}{2^{20}} \approx 190MB/s$. Um valor muito alto e que acabaria com a memória RAM rapidamente (em 1 min teriam sido coletados 11GB de dados), necessitando de um sistema embarcado com maior capacidade de armazenamento ou uma grande banda de transmissão de dados destinada apenas à transmissão desses dados para uma base de dados. Um sistema muito complexo e caro.

Por esse motivo, seria preferível o uso de uma frequência de amostragem menor, ignorando frequências acima dos Megahertz e adicionando um filtro passivo passa-baixas antes do ADC para garantir a eliminação dessas frequências e não sobrepor as frequências de interesse. Sendo assim, escolhendo uma frequência de amostragem de no máximo $f_{amostragem} = 1MHz$, precisaríamos de velocidades de transmissão de dados na ordem de 1,9MB/s, cujas memórias RAMs no mercado suportariam. Além de poder armazenar em 1GB aproximadamente 9 minutos de dados. Dessas 9 minutos, pode-se fazer uma decimação caso não haja detecção de frequências altas e eventos de liga/desliga, armazenando mais pontos apenas nos locais de interesse, quando detectados.

No mercado, um simples microcontrolador como o Raspberry Pi 3 seria suficiente, pois possui 300 Mbps de transmissão por internet cabeada e Wifi 802.11 b/g/n/AC 2.4GHz e 5GHz, além de 1 GB de memória RAM e um processador de 1,4 GHz de *clock*. No datasheet do processador podemos encontrar um valor aproximado da velocidade de escrita dos pinos GPIO onde seria aquisitados os dados.

Se aproximarmos a aquisição como uma interrupção, rodar a função de interrupção em C para aquisição do valor vindo do ADC e armazenamento no cache, sabe-se que levaria em média 3 ciclos para armazenar no *cache* (Table 1-1 Cortex-A53 processor implementation options - no *datasheet*). Porém tanto a interrupção quanto o código podem ter diferentes valores de ciclos. Então deve-se testar experimentalmente e garantir que a interrupção da escrita do dado seja de alta prioridade. O valor máximo de ciclos permitido para esse processo completo seria de $\frac{f_{processador}}{f_{amostragem}} \leq \text{ciclos}$, $\text{ciclos}_{max} \approx 1400$

Em suma, o sistema de aquisição não teria a melhor frequência de amostragem possível considerando um grande espectro de frequência, mas seria acessível e com um preço da ordem de centenas de reais, pois ainda deveria ser construído os medidores de tensão e corrente analógicos para serem acoplados aos ADCs e posteriormente processados pelo microcontrolador.

De toda forma, a frequência de amostragem de $f_a = 1MHz$ supre as necessidades físicas do sistema residencial em sua quase totalidade e permite o uso de equipamentos mais simples, além de fornecer uma resolução espectral de centenas de harmônicas da principal de $f = 60Hz$, sendo uma escolha de frequência sensata para o desenvolvimento desse equipamento e dos algoritmos a serem discutidos.

2.3 Um modelo simples de uma residência

Uma residência pode ser modelada pelas equações de Kirchhoff, desde que o comprimento de onda dos sinais passando pelos equipamentos seja muito maior que as distâncias que devem percorrer no circuito. Caso contrário, existiriam fenômenos de guias de ondas. Assim, como uma casa tem comprimentos da ordem de dezenas de metros, a frequência máxima de um sinal pelos seus circuitos deve ser de aproximadamente (com a velocidade da onda nos fios próxima da velocidade da luz no vácuo) de $f \leq \frac{c}{\lambda}$. Se o comprimento máximo de um circuito na casa é de 500m, $f \leq 0,6MHz$. Novamente, caímos dentro do esperado para nossa frequência de amostragem especificada anteriormente dada as hipóteses consideradas.

Contudo, não podemos tratar os circuitos das residências como *Linear Time Invariant (LIT)*, já que os circuitos não são mais lineares devido a presença de diodos, transistores e outros dispositivos com características não lineares (veja o Apêndice A). No entanto, se supormos que os componentes não lineares se comportam como chaves e simplificarmos seu comportamento como um degrau, poderíamos usar as relações dos sistemas LIT. Outro método, que é o mesmo usado em alguns simuladores como o Pspice, é o de quasi-linear, isto é, aproximar curvas para δt muito pequenos como lineares e então dizer que a curva completa é linear para cada δt analisado e verificar a convergência.

Independente da maneira que escolhermos modelar os circuitos residenciais, como estamos usando o Pspice para simular as respostas, não teremos características que podem aparecer em circuitos reais, já que por definição são não lineares. Dessa forma, uma conclusão óbvia é que todos os resultados e análises feitas durante o trabalho devem ser ratificadas com valores experimentais reais.

Um modelo de circuito residencial pode ser feito seguindo as hipóteses feitas na seção 2.1. Podemos modelar a corrente de cada fase como sendo a soma das correntes demandadas por cada equipamento vezes um degrau (na verdade existe *bouncing* no ligamento e faíscas no desligamento) de ligar menos um degrau de desligar vezes a função de corrente de cada equipamento. Assim teríamos:

$$I_t = \sum_{j=1}^N I_j(t) [u(t - \tau_j^{ON}) - u(t - \tau_j^{OFF})] = \sum_{j=1}^N I_j(t) W_j \quad (2.3)$$

Sendo τ_j^{ON} o momento de ligar o equipamento j , τ_j^{OFF} o instante do desligamento do equipamento j , N o número total de equipamentos na casa, I_t a corrente demandada nos terminais do transformador local e $W_j = [u(t - \tau_j^{ON}) - u(t - \tau_j^{OFF})]$ a janela de tempo que ficou ligado. Dessa forma, como há queda de tensão sobre os terminais do transformador (modelado como um circuito RLC passa-faixa) devido à corrente terminal I_t a tensão efetiva sobre os equipamentos será descrita como:

$$V(t) = RC \frac{dV_t}{dt} + RI_t + LC \frac{d^2V_t}{dt^2} + L \frac{dI_t}{dt} \quad (2.4)$$

Sendo $V(t)$ a tensão de entrada, cuja análise foi feita na seção 2.1, V_t a tensão terminal de cada equipamento, suposta igual para todos, apesar da queda de tensão ao longo do circuito, I_t a própria soma de correntes de cada equipamento e R, L e C os parâmetros internos do transformador abaixador local. Até aqui não precisamos supor a linearidade dos equipamentos, apenas que as leis de Kirchhoff são válidas e o modelo do transformador é apenas de componentes passivos lineares. Essas duas equações 2.3 e 2.4, se resolvidas para I_t e V_t , descrevem os valores no medidor da entrada da casa. O objetivo desse trabalho é conseguir identificar com a melhor precisão possível o que está sendo considerado como degrau de ligamento τ_j^{ON} e degrau de desligamento τ_j^{OFF} de cada equipamento para que os algoritmos de identificação possam ter mais precisão quando forem classificar cada equipamento.

Contudo, novamente ressalto que esse modelo simplificado supõe que ao ligar um equipamento, o tempo de "transmissão" do sinal de tensão e corrente são quase instantâneos, pois estamos analisando degraus de corrente e de tensão. Tal hipótese, dada a frequência de amostragem definida, deve ser comprovada experimentalmente com dados reais. As equações 2.3 e 2.4 poderiam ser resolvidas no domínio da frequência (se supormos um sistema LIT) e analisadas buscando identificar quais frequências seriam mais ressaltadas nos momentos de ligamento e desligamento dos equipamentos para uma análise posterior, além de serem feitos modelos das respostas temporais e/ou em frequência das correntes durante os transitórios para cada equipamento.

2.4 Simulações e Circuitos

A seguir irei apresentar quais foram os 5 circuitos simulados no Pspice. Como o objetivo deste trabalho é verificar bordas de subida e descida, por simplicidade, optou-se por focar estritamente em bordas de subida de circuitos. Além disso, devido à grande quantidade de erros de convergência no Pspice e algumas limitações como a quantidade máxima de componentes que pode-se simular, os circuitos são de no máximo 3 equipamentos ligados à rede e **apenas em uma das fases**. Todas as simulações foram feitas com passo de $1\mu s$, isto é, $f_a = 1MHz$ durante um período de $150ms$ deixando um início de pelo menos um ciclo sem acionamento de cargas. Os circuitos variam em tempo de acionamento das cargas, tipos de retificadores (se possuir), corrente média demandada pela carga e o tipo de carga (especificamente no circuito 5). As cargas foram modeladas como simples resistores, exceto no circuito 5.

Os circuitos e seus resultados de corrente e tensão serão apresentados em ordem e os resultados dos algoritmos serão discutidos na seção 2.6, na qual o uso dos algoritmos em tais sinais será evidenciado. Nessa seção, apenas os resultados das simulações serão mostrados. Ao final, uma lista indicará quais são os tempos que devem ser indicados quando as cargas estiverem ligadas. Devido à grande quantidade de limitantes neste trabalho, apenas os tipos de acionamento (a), (b) e (e) de acordo com 2.4 estão presentes nas simulações a seguir.

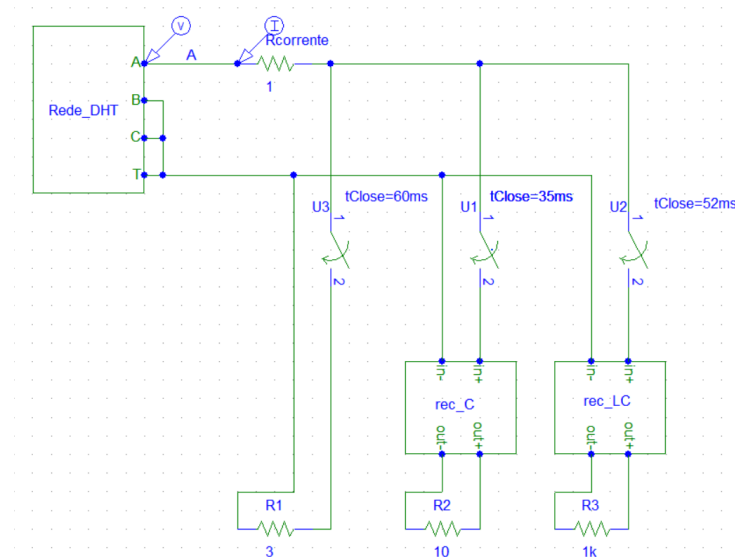


Figura 2.7: Circuito 1 de simulação. Variando as potências das cargas e os filtros com instantes de acionamento bem afastados.

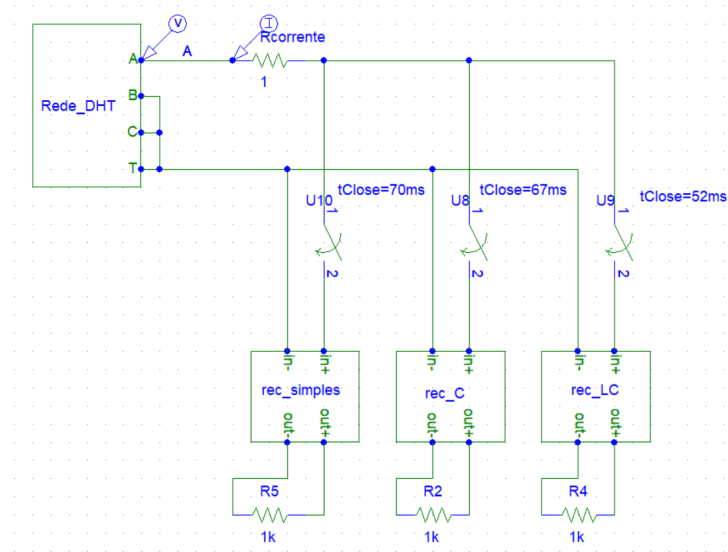


Figura 2.8: Circuito 2 de simulação. Mesma potência das cargas e diferentes filtros com instantes de acionamento bem afastados.

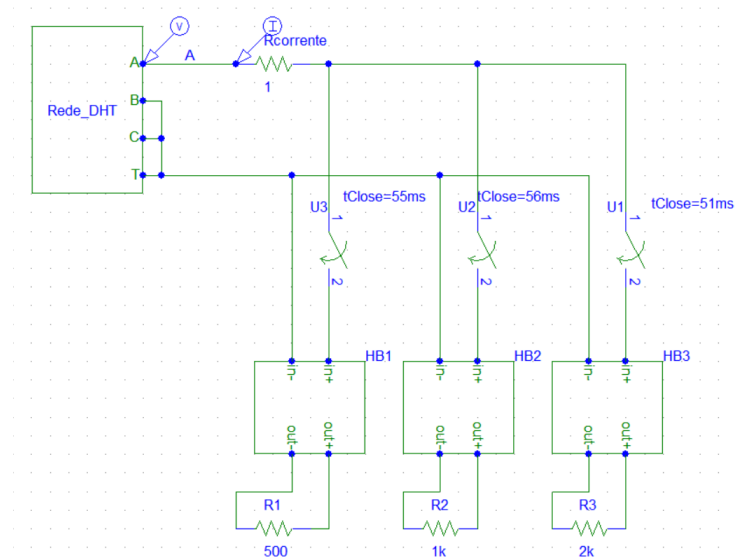


Figura 2.9: Circuito 3 de simulação. Mesma potências das cargas e mesmo filtro C com instantes de acionamento bem próximos.

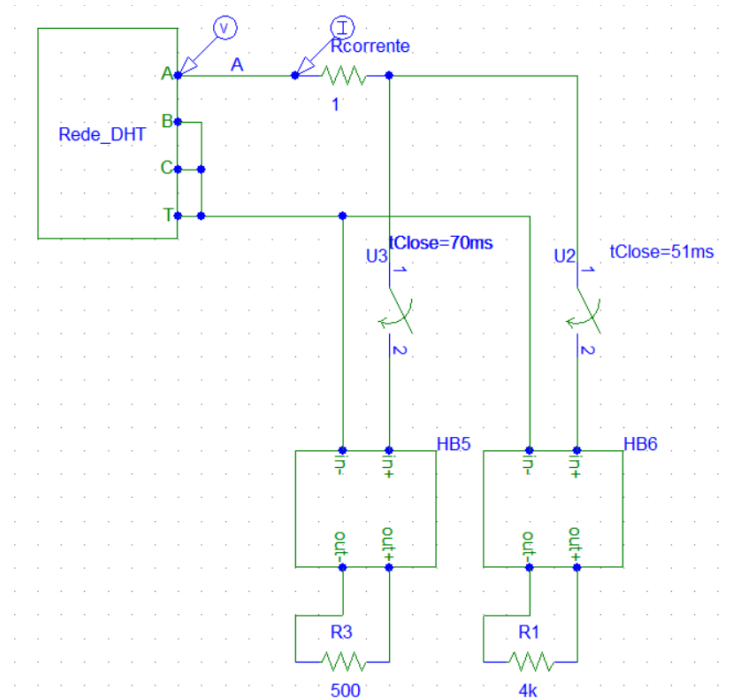


Figura 2.10: Circuito 4 de simulação. Variando as potências das cargas, o mesmo filtro LC e com instantes de acionamento relativamente próximos.

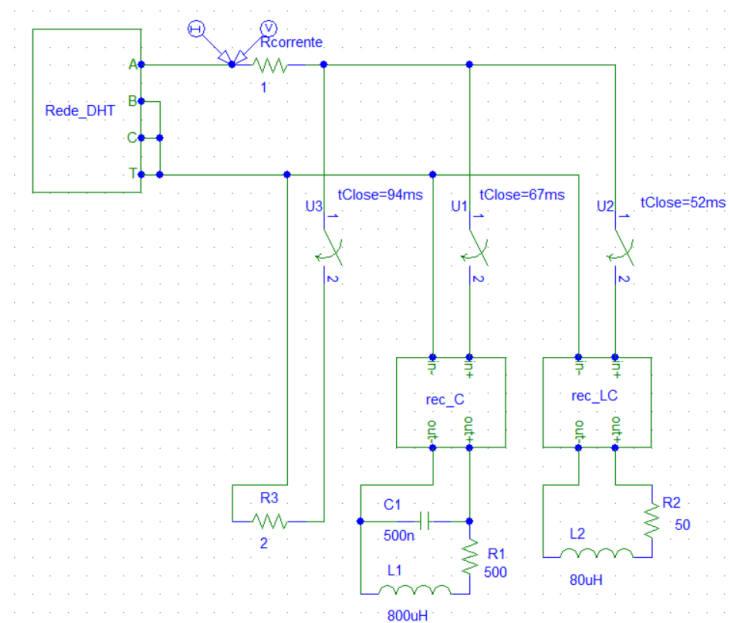


Figura 2.11: Circuito 5 de simulação. Variando as potências das cargas, os tipos das cargas e os filtros com instantes de acionamento bem afastados.

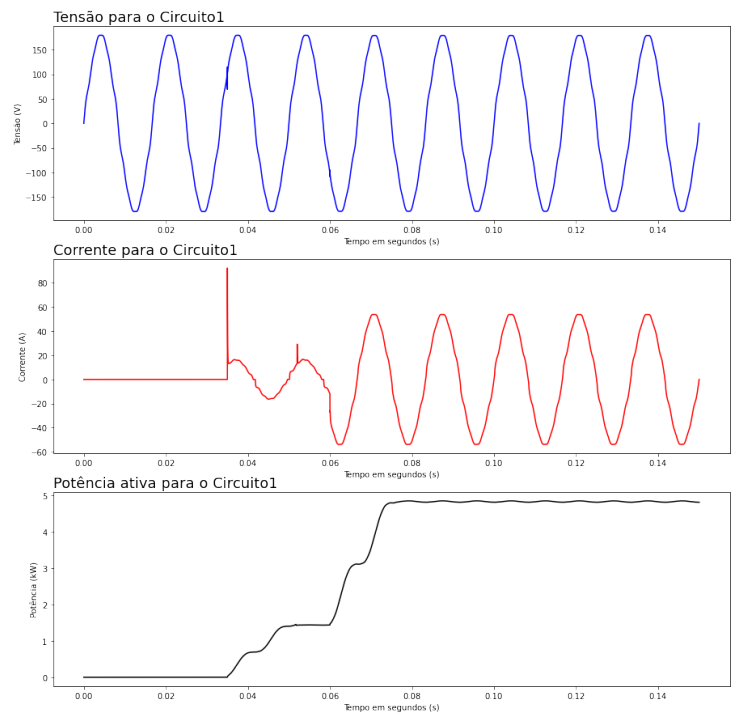


Figura 2.12: Simulação do circuito 1.2.7

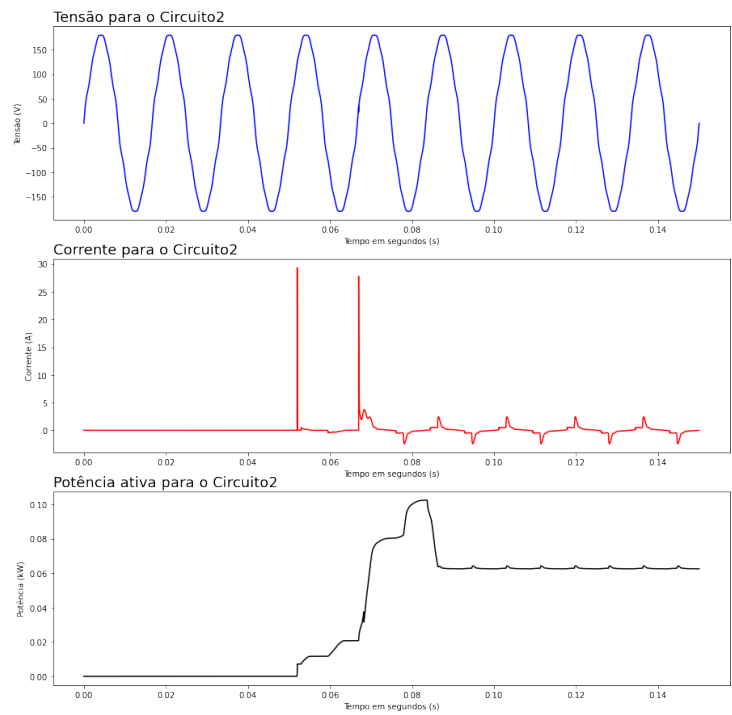


Figura 2.13: Simulação do circuito 2.2.8

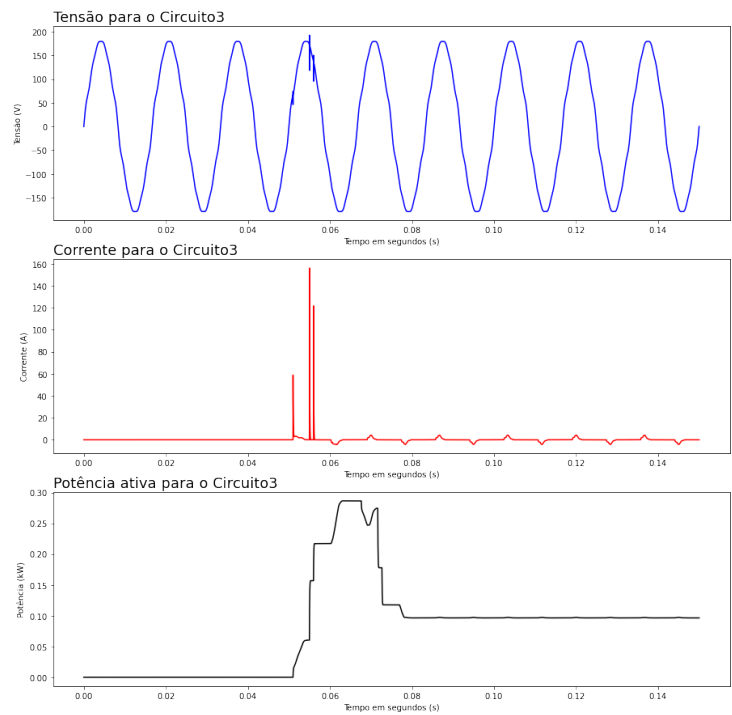


Figura 2.14: Simulação do circuito 3.2.9

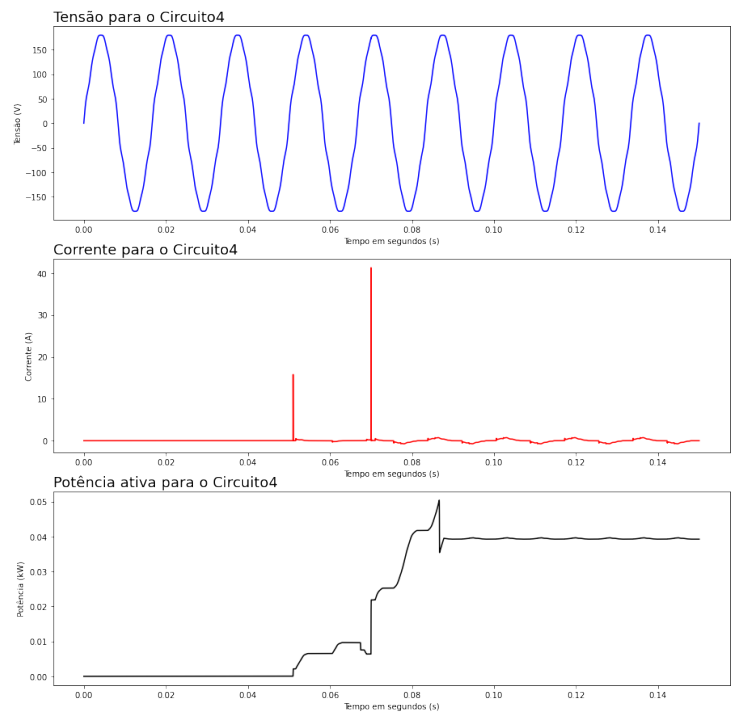


Figura 2.15: Simulação do circuito 4.2.10

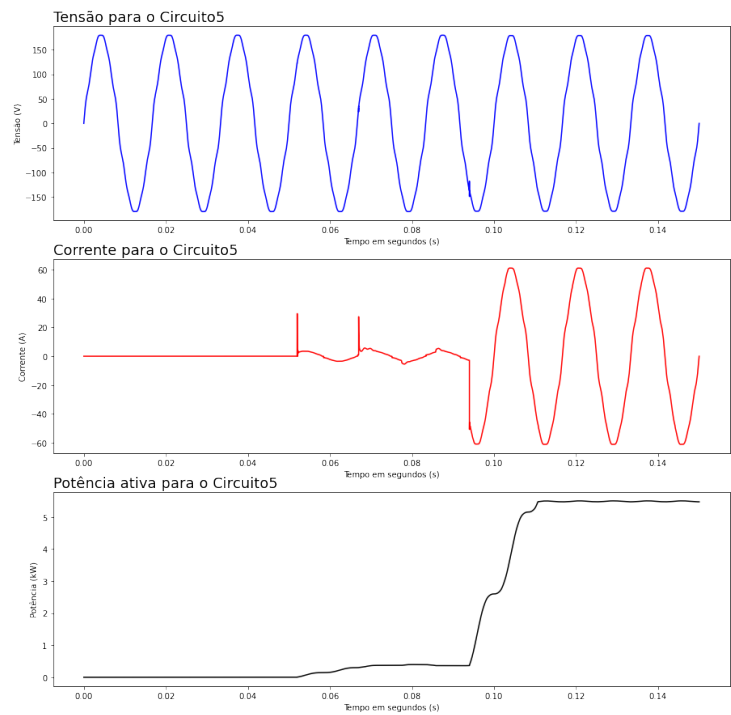


Figura 2.16: Simulação do circuito 5.2.11

Circuito	Dificuldade	Tempos dos acionamentos
Circuito 1 (2.7)	Potências e filtros diferentes	35/52/60 <i>ms</i>
Circuito 2 (2.8)	Filtros diferentes	52/67/70 <i>ms</i>
Circuito 3 (2.9)	Potências diferentes e instantes de acionamento muito próximos	51/55/56 <i>ms</i>
Circuito 4 (2.10)	Potências diferentes com filtro LC	51/70 <i>ms</i>
Circuito 5 (2.11)	Tipos de cargas e potências diferentes	52/67/94 <i>ms</i>

Tabela 2.1: Características das simulações.

2.5 Algoritmos

2.5.1 Simple Moving Average (SMA)

O primeiro algoritmo a ser implementado será uma média móvel simples e buscarei explorar todas as possíveis interpretações para entender os mecanismos por trás do algoritmo.

A inspiração do uso de médias móveis vem do mercado de ações, no qual usa-se diferentes médias móveis para verificar cruzamentos entre medidas rápidas e lentas, isto é, quando uma média rápida ultrapassa uma média lenta de forma ascendente, significa que os dados analisados estão com "velocidade" crescente e, portanto, no nosso caso poderíamos interpretar (na potência ativa) como o evento de ligamento de um equipamento. Para o caso oposto, seria o desligamento de um equipamento.

Além dessa interpretação temporal, podemos ainda verificar o comportamento da média móvel (como qualquer outra média), como uma convolução de um filtro finito (*Finite Impulse Response (FIR)*) passa-baixas. Quanto maior a janela da média móvel, menor a frequência de corte do sinal resultante.

Por definição a *Simple Moving Average (SMA)* de uma janela de tamanho W que inclui o último termo da janela somando os termos anteriores é:

$$SMA_W[n] = \frac{1}{W} \sum_{i=n+1-W}^n x[i] = \frac{1}{W} (x[i+1-W] + x[i-W] + \dots + x[i-1] + x[i]) \quad (2.5)$$

Se interpretarmos como um filtro FIR de forma:

$$y[n] = \sum_{i=n+1-W}^n \frac{1}{W} x[i] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{1}{W} (u[n+1-W] - u[n]) x[i] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h[\tau - i] x[i] \quad (2.6)$$

Podemos calcular a *Discret Fourier Transform (DFT)* de $y[n]$ como sendo o produto da *DFT* do filtro $h[n]$ com a *DFT* do sinal $x[n]$. A *DFT* do filtro $h[n] = \frac{1}{W} (u[n+1-W] - u[n])$ que é uma janela quadrada constante pode ser interpretada como uma função janela iniciada na origem sem perda de generalidade. Dessa forma obtemos a função do filtro, sendo $\omega = \frac{2\pi f}{f_{amostragem}}$:

$$H(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{W} (u[0] - u[W-1]) e^{-j\omega k} = \frac{1}{W} \sum_{k=0}^{W-1} e^{-j\omega k} = \frac{1 - e^{-j\omega W}}{1 - e^{-j\omega}} = \frac{1}{W} \frac{e^{-j\omega W/2} \sin(\frac{\omega W}{2})}{e^{-j\omega/2} \sin(\frac{\omega}{2})} \quad (2.7)$$

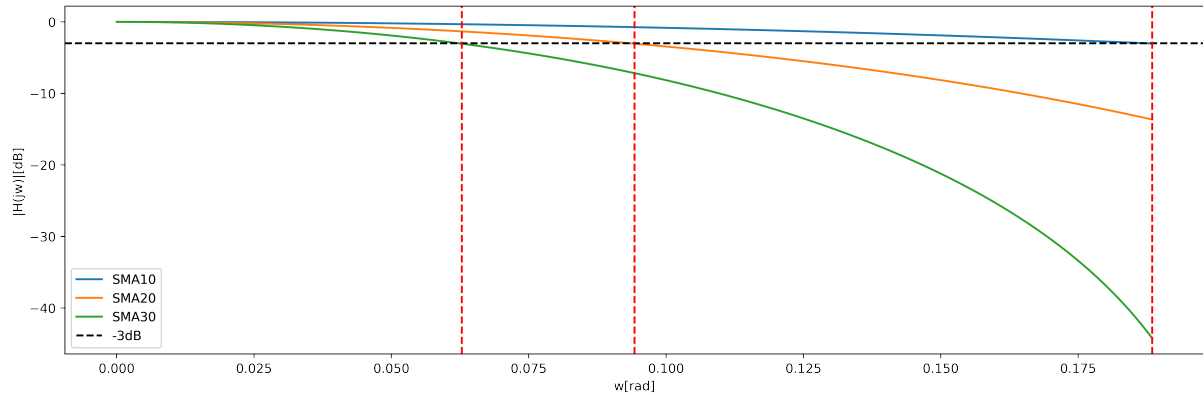


Figura 2.17: Diferentes médias móveis e suas DFTs.

A frequência de corte pode ser calculada pela fórmula $20 \log(|H(\omega)|) = -3$ que não possui solução analítica simples. Porém intuitivamente podemos perceber que com o aumento da janela W a frequência de corte diminui, como mostra a Figura 2.17.

Como por definição a potência ativa é o valor médio em um período, também tem um comportamento de filtro sobre o sinal $V \times I$ e esse filtro possui frequência de corte de aproximadamente $f_c = 26\text{Hz}$. A Figura 2.18 mostra seu comportamento.

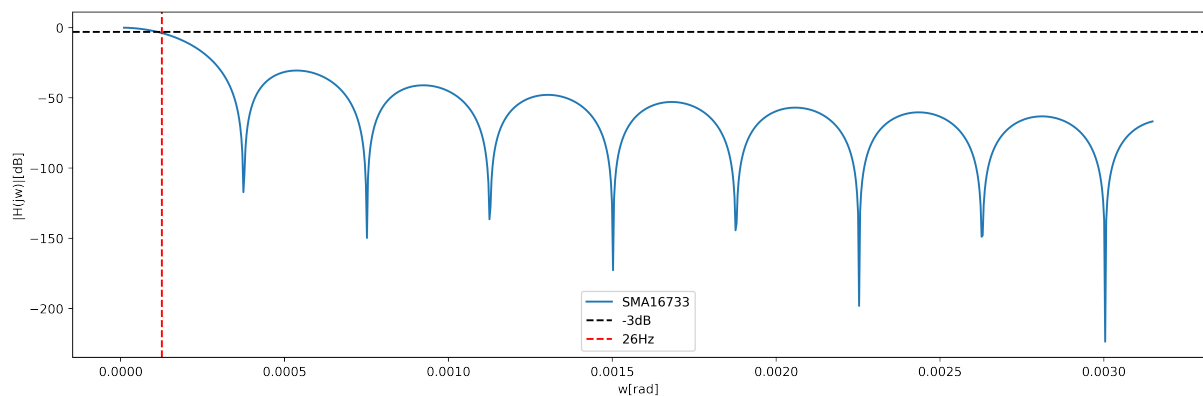


Figura 2.18: Representação em frequência da operação de cálculo de potência ativa

Além disso, podemos calcular a SMA de forma iterativa após o primeiro janelamento. As próximas contas serão mais rápidas e com menor gasto de memória, facilitando o uso do algoritmo em um sistema embarcado em tempo real. A fórmula é dada por:

$$SMA_W[n + 1] = SMA_W[n] + \frac{1}{W}(x[i + 1] - x[i + 1 - W]) \quad (2.8)$$

Porém, vale ressaltar que o uso de médias móveis retangulares implica no uso de altíssimas frequências para representar a mudança brusca de sinal, gerando os lóbulos secundários enormes mostrados na Figura 2.18. Por esse motivo, inspirado na detecção de eventos do produto $V \times I$ discutirei na próxima seção o uso de um "vigia" de frequência temporal, isto é, um janelamento menos brusco como filtro e a análise das frequências nessa janela que identifica a presença de altas frequências para descrever súbitos aumentos de corrente ou potência ativa. Porém, aumentos de corrente (relacionados com carregamento dos capacitores) são mais facilmente detectáveis até mesmo para potências muito discrepantes como será visto na Seção 2.5.2.

As figuras e método usado são baseados no **módulo** do sinal filtrado, não foi analisada a resposta em frequência do sinal em relação à sua fase. A não análise da fase trará problemas que serão bem identificados durante os resultados do algoritmo da SMA na Seção 2.6.1.

2.5.2 Espectrograma

Nesta seção discutirei as características básicas do espectrograma e alguns de seus parâmetros, especialmente os usados durante os experimentos. Por definição o espectrograma é bem parecido com a Equação 2.6, isto é, o sinal é convoluido com alguma janela resultando em outro sinal. No caso do espectrograma, é a densidade da *Short Term Fourier Transform (STFT)*, ou seja, $spec(t, \omega) = |STFT(t, \omega)|^2$, sendo a STFT a Equação 2.9, na qual $w[n]$ é a janela discreta, $x[n]$ é o sinal com L pontos e $S(m, f)$ é a STFT:

$$STFT(n, f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w[n-m]x[n]e^{-i\frac{2\pi f}{L}n} \quad (2.9)$$

Intuitivamente, um espectrograma é uma transformada de fourrier em partes, isto é, dado um sinal de comprimento L , particiona-se o sinal em pequenos elementos (tão pequenos quanto o inverso da frequência de amostragem) δL e aplica-se a transformada de Fourier desse sinal janelado. Cada uma das transformadas $\frac{L}{\delta L}$ são como "frames" temporais do sinal e sua característica em frequência. Logo um sinal 2D (tempo e intensidade) se torna um sinal 3D cujos eixos são o tempo (eixo x), a frequência (eixo y) e a intensidade da transformada (eixo z), podendo ser representado como uma imagem, associando a intensidade do eixo z à uma escala de cor qualquer. Um exemplo é mostrado na Figura 2.19.

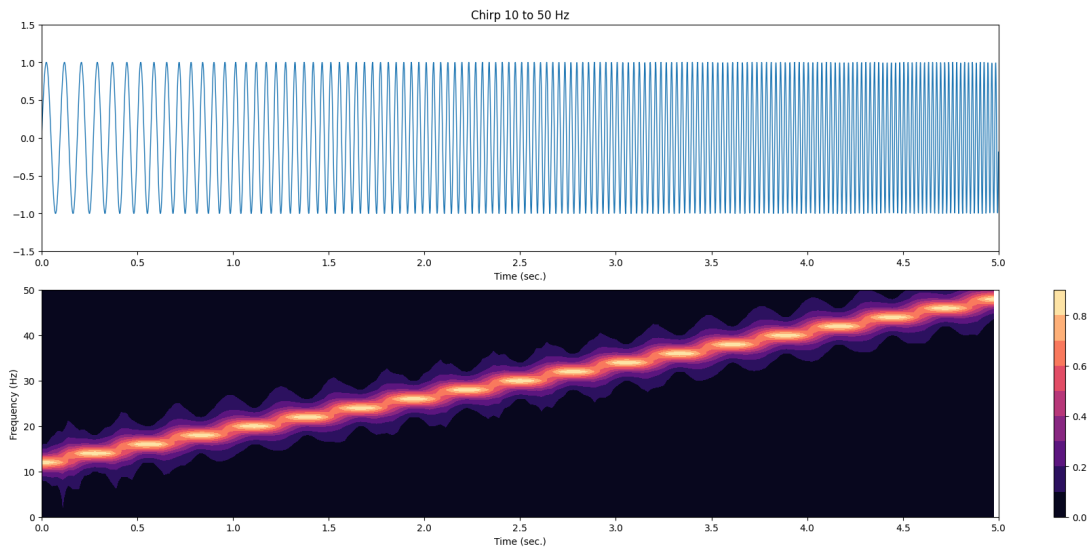


Figura 2.19: Exemplo de espectrograma com um sinal chirp que varia a frequência de 10 Hz para 50 Hz em 5 segundos. Código adaptado.

Existe, no entanto, uma limitação entre o quanto de resolução é possível em cada uma das dimensões do espectrograma, já que quanto maior a janela de tempo analisada, maior a quantidade de frequências diferentes podem existir dentro do sinal. Além disso, há o limite de frequências existentes no sinal devido à amostragem, logo, a Equação 2.10 resume o *trade off* existente entre as resoluções de frequência e tempo, sendo f_a a frequência de amostragem, f_{reso} a resolução em frequência e t_{reso} a quantidade de pontos do vetor de amostras que define a resolução temporal (não possui unidade).

$$f_{reso} = \frac{f_a}{t_{reso}} \quad (2.10)$$

Como os eventos testes estão separados por pelo menos $1ms$, essa será a definição de resolução temporal, o que implica em uma resolução em frequência de $1kHz$. No entanto, em situações reais, seria mais interessante utilizar janelas temporais maiores como $100ms$ já que eventos reais em estabelecimentos residenciais seriam mais próximos dessa ordem de grandeza, melhorando a análise em frequência dos eventos.

Por fim, como discutido na Seção 2.5.1 o uso de janelas retangulares não são muito desejados, pois aumentam os resquícios em altas frequências dificultando a detecção. Portanto será utilizada uma janela de Hann de 1000 pontos ($1ms$). A Figura 2.20 ilustra a resposta em frequência da janela que aumenta a largura do lobo principal e atenua os lóbulos secundários.

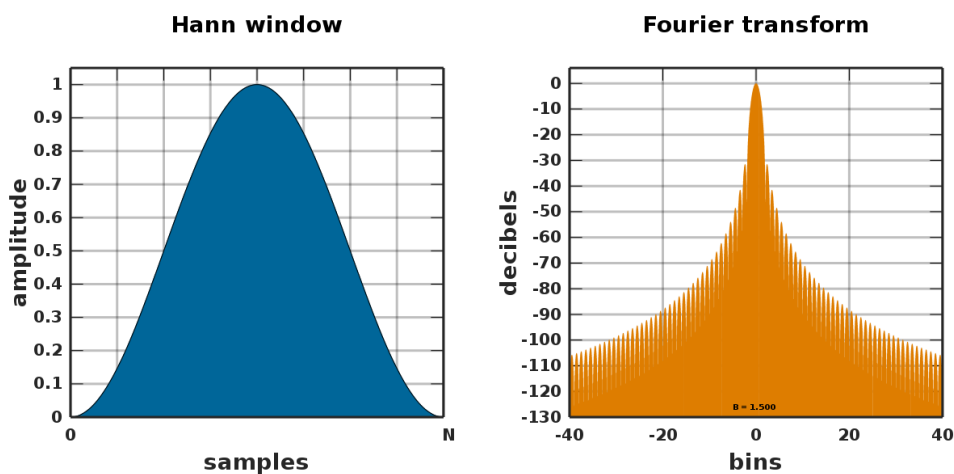


Figura 2.20: Janela Hann no tempo e frequência. Imagem retidada de Wikipedia

2.6 Resultados

Serão apresentados os resultados da aplicação dos dois algoritmos com uma breve descrição das alterações e escolhas de parâmetros em cada subseção.

2.6.1 *Simple Moving Average*

Devido à grande quantidade de falsos negativos com o simples uso de comparações de médias móveis rápidas e lentas, optou-se por definir uma função que detecta alterações nas larguras de pulso da detecção de aumento da média rápida sobre a média lenta. Isso se dá porque ao existir um transitório, a média rápida **sempre** será maior que a média lenta durante o transitório no acionamento da carga, visto que o patamar da média lenta ainda não terá tido tempo de alcançar a rápida. Dessa forma, obteve-se resultados satisfatórios na detecção de eventos, mas com muitos falsos positivos ainda.

Foram usadas duas médias móveis. A própria média móvel do cálculo da potência ativa, a qual é um filtro passa baixas cuja frequência de corte é $f_{corte} \approx 26Hz$ e uma média mais rápida cuja frequência de corte é $f_{corte} = 60Hz$ com o intuito de filtrar as oscilações já existentes da tensão alternada na sua harmônica. Os resultados gráficos são mostrados abaixo.

Como comentado na Seção 2.5.1, a não análise da fase desses filtros é o que resulta nessa diferença de largura de pulsos durante todo o algoritmo, pois não se sabe como o filtro irá deslocar a fase do sinal, no mínimo outro método possível de analisar o deslocamento do sinal resultante em relação ao original, seria pelo tamanho da janela durante a convolução. Melhores escolhas de janelas poderiam ter sido feitas de forma que a defasagem entre elas fosse de 360° .

Circuito	Detecções (Intervalos <i>ms</i>)	Tempos dos acionamentos (<i>ms</i>)
Circuito 1 (2.7)	[34.8,38.9]/[43.2,44.6]/[60.5,64.6]	35/52/60
Circuito 2 (2.8)	[42.8,50.9]/[60.3,71.7]	52/67/70
Circuito 3 (2.9)	[46.8,62.5]	51/55/56
Circuito 4 (2.10)	[43.0,53.7]/[61.1,64.2]/[67.0,72.0]	51/70
Circuito 5 (2.11)	[60.1,65.4]/[67.7,72.4]/[76.9,77.8]/[93.9,97.7]	52/67/94

Tabela 2.2: Resumo das detecções do algoritmo SMA em 2.5.1

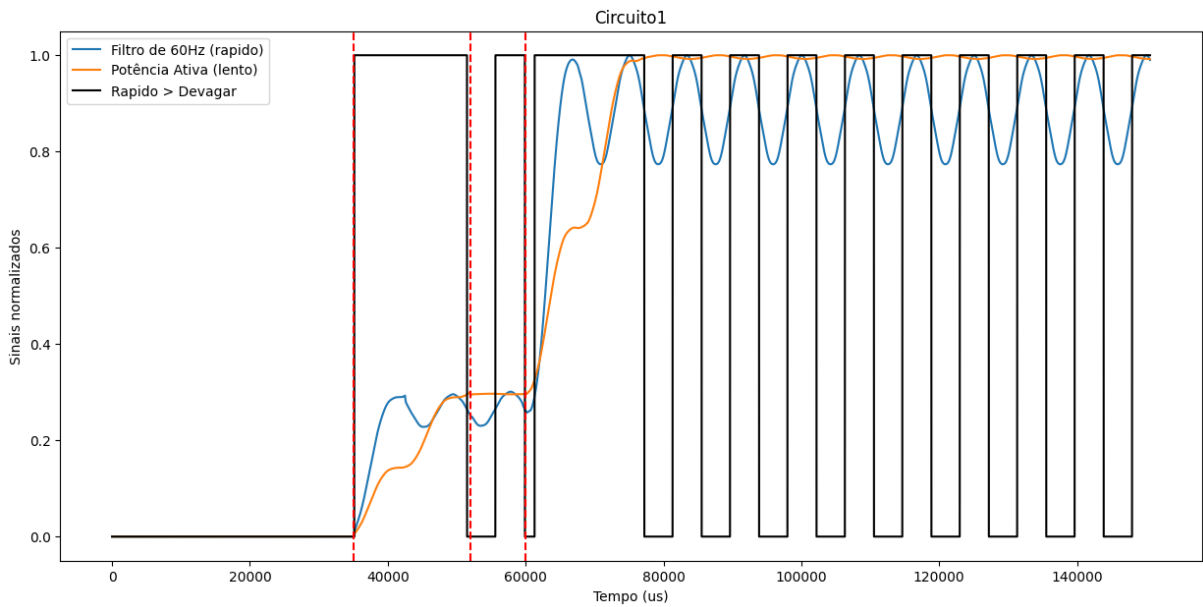


Figura 2.21: Circuito 1 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.

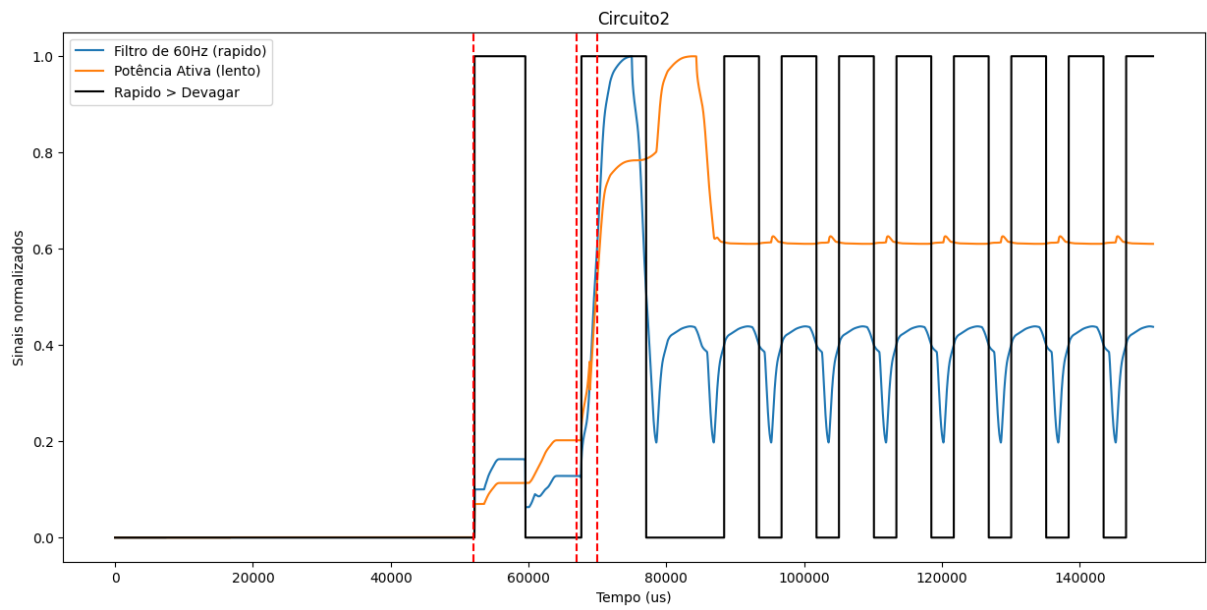


Figura 2.22: Circuito 2 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.

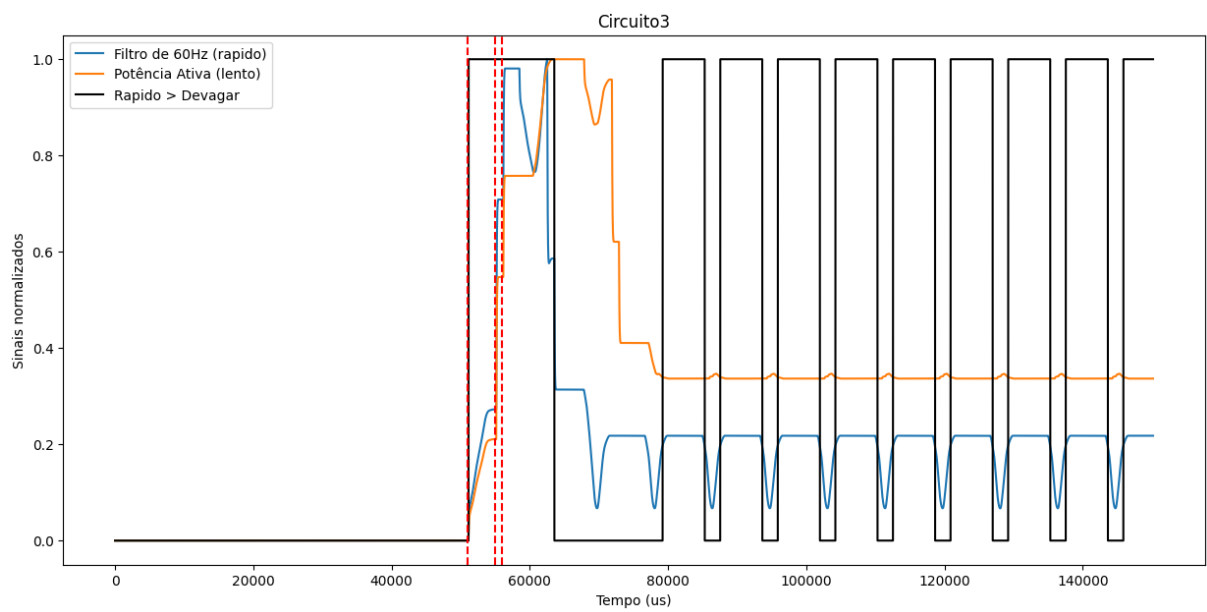


Figura 2.23: Circuito 3 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.

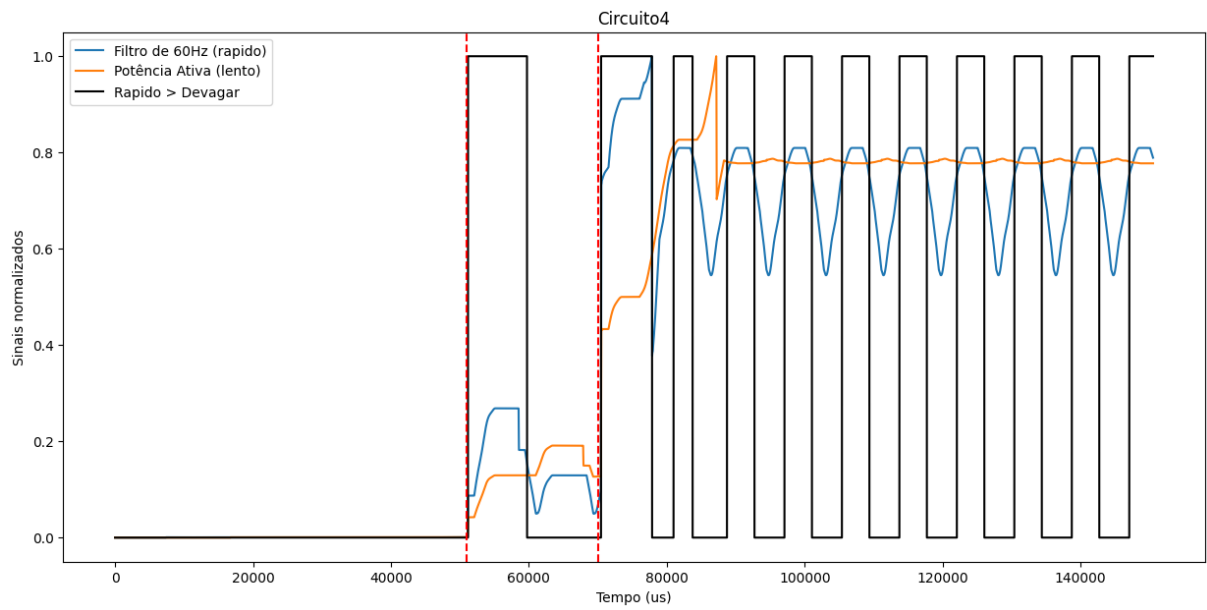


Figura 2.24: Circuito 4 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.

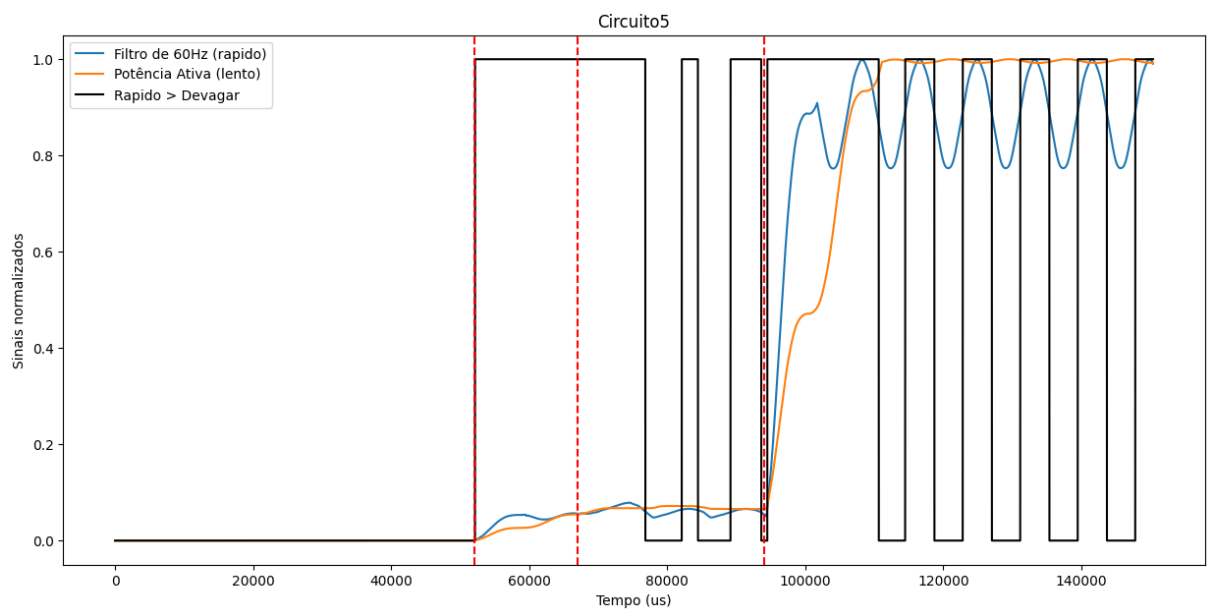


Figura 2.25: Circuito 5 resultado do algoritmo SMA 2.5.1.

2.6.2 Espectrograma

O algoritmo do espectrograma foi usado tanto para o sinal de corrente quanto para o sinal da potência ativa, mas como apresentou resultados muito melhores para a corrente, serão apresentados apenas os resultados da aplicação do algoritmo para o sinal da corrente.

A escolha das faixas de frequência de interesse para detectar os eventos é baseada na ideia de que existem várias harmônicas do sinal, cuja fundamental é de 60Hz , que não representam nenhuma informação relevante referente ao evento pois são naturais em sistemas elétricos e portanto até a 35ª harmônica seria apenas ruídos do funcionamento da própria rede. Para a construção de um pico de corrente são necessárias harmônicas superiores, mesmo que com muito menos energia que as harmônicas principais do sinal. Dessa forma obteve-se durante os testes que as faixas de frequência 4 à 5kHz , 9 à 10kHz e 29 à 30kHz apresentam forte correlação com eventos de picos em corrente. A título de exemplo, a Figura 2.26 demonstra o quanto influente é em altas frequências a ocorrência de um evento.

Sabendo dessas faixas de frequência, é feito o espectrograma do sinal da corrente usando uma janela de Hann cuja precisão no tempo é de 1ms pois os eventos mais próximos são de 1ms , mas como discutido anteriormente, em uma situação real seria melhor diminuir a resolução temporal. Além disso, há uma sobreposição dos sinais temporais durante a transformação de Fourier para cada sub-sinal de 12,5%. Os resultados são apresentados abaixo e a Tabela 2.3 os resume.

Circuito	Detecções (ms)	Tempos dos acionamentos (ms)
Circuito 1 (2.7)	35 ± 1 / 52 ± 1 / 60 ± 1	35/52/60
Circuito 2 (2.8)	52 ± 1 / 67 ± 1	52/67/70
Circuito 3 (2.9)	51 ± 1 / 54 ± 1 / 56 ± 1	51/55/56
Circuito 4 (2.10)	51 ± 1 / 70 ± 1	51/70
Circuito 5 (2.11)	52 ± 1 / 66 ± 1 / 94 ± 1	52/67/94

Tabela 2.3: Resumo das detecções do algoritmo Espectrograma em 2.5.2

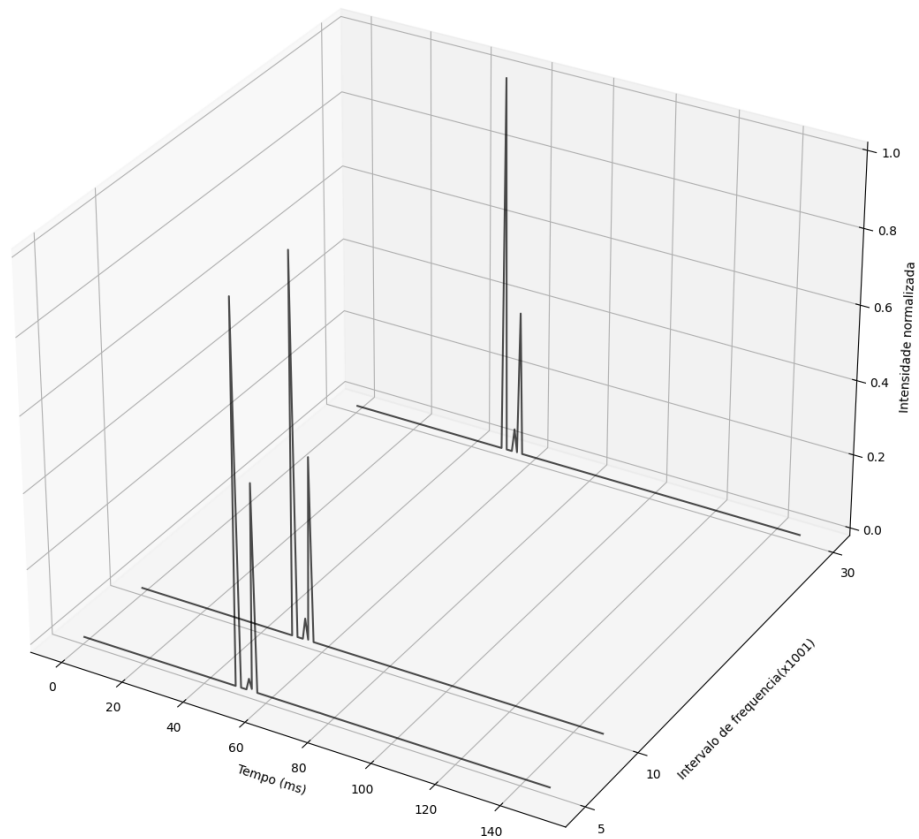


Figura 2.26: Circuito 3 visualização tridimensional do espectrograma nas frequências de interesse.

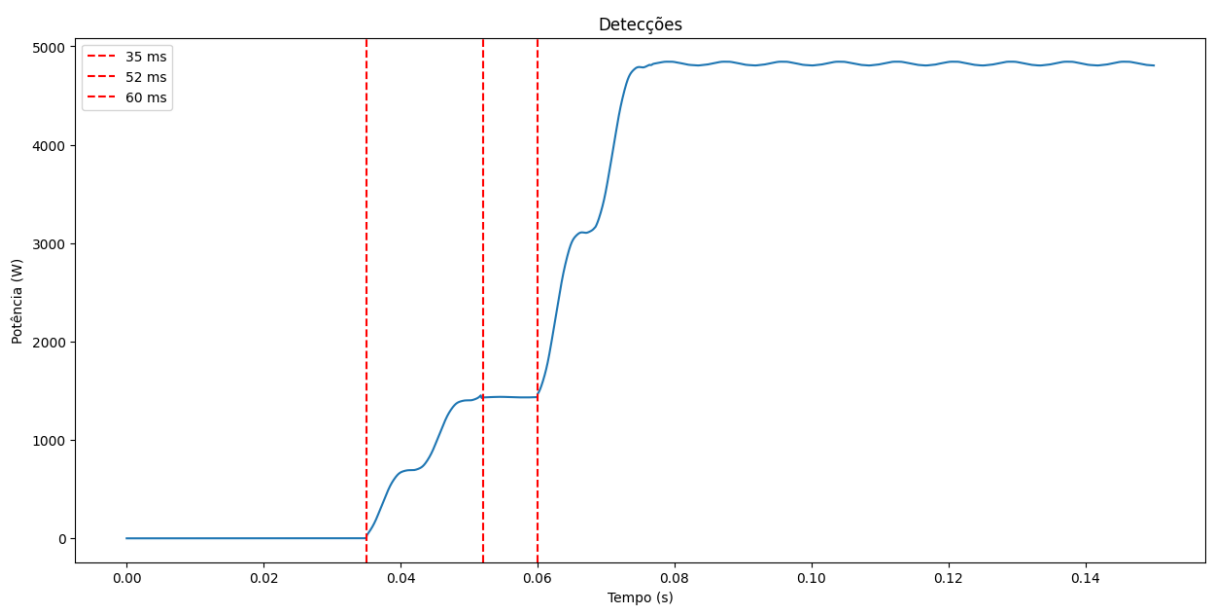


Figura 2.27: Circuito 1 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.

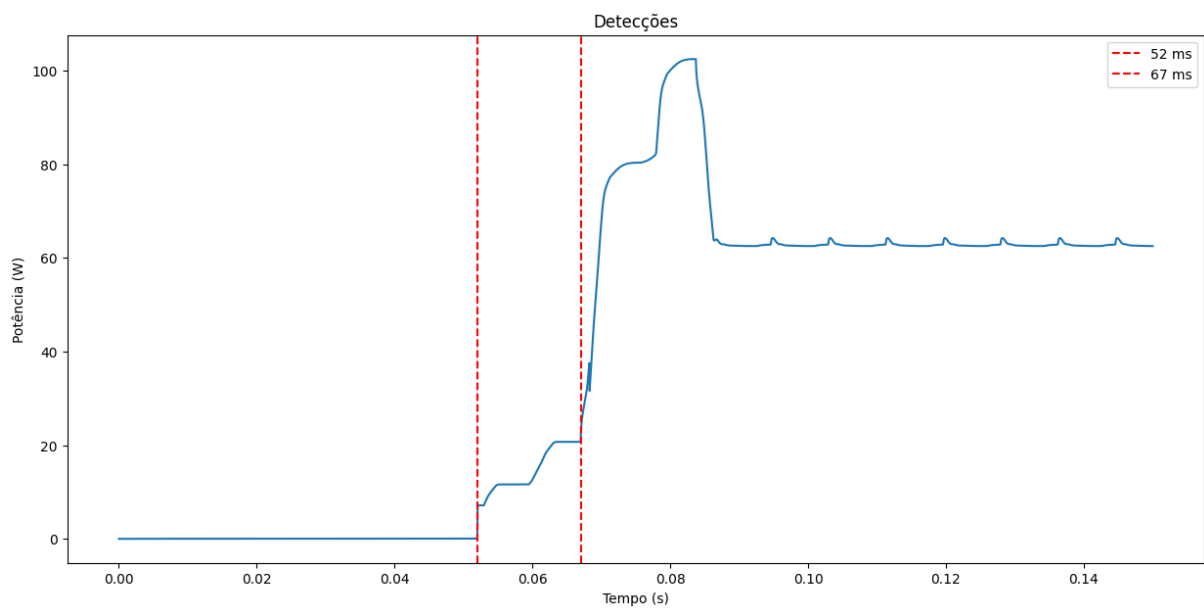


Figura 2.28: Circuito 2 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.

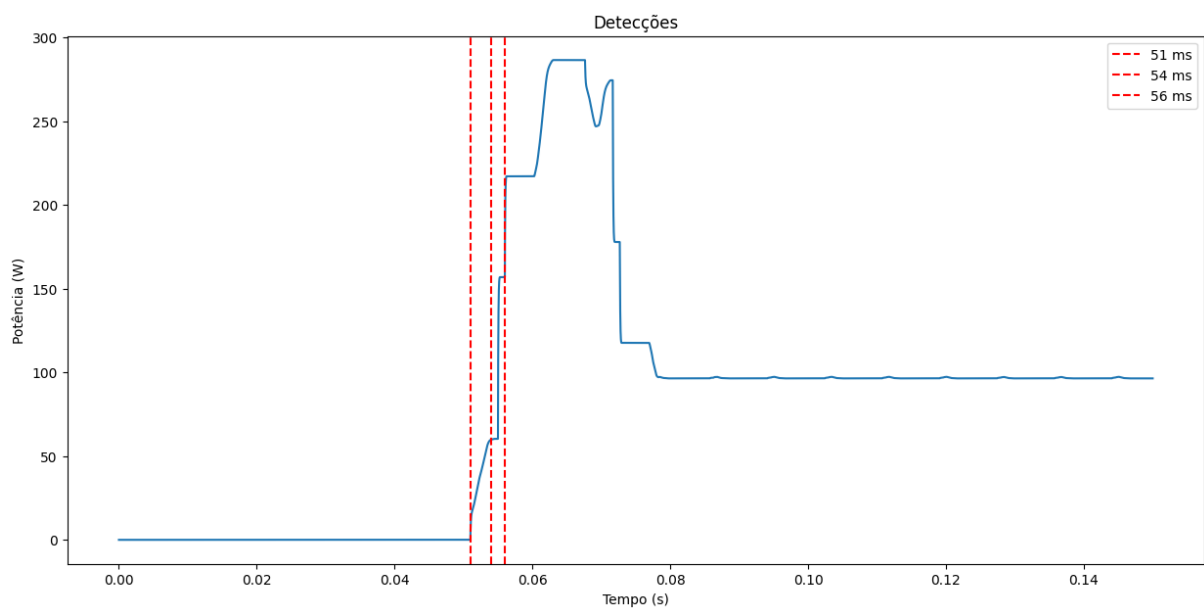


Figura 2.29: Circuito 3 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.

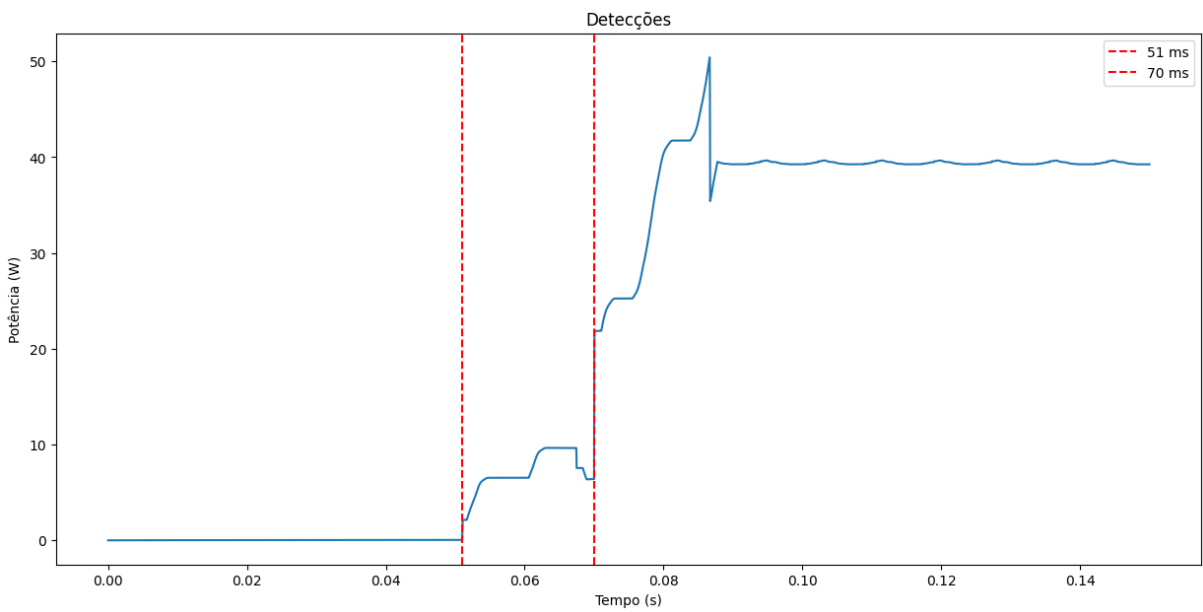


Figura 2.30: Circuito 4 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.

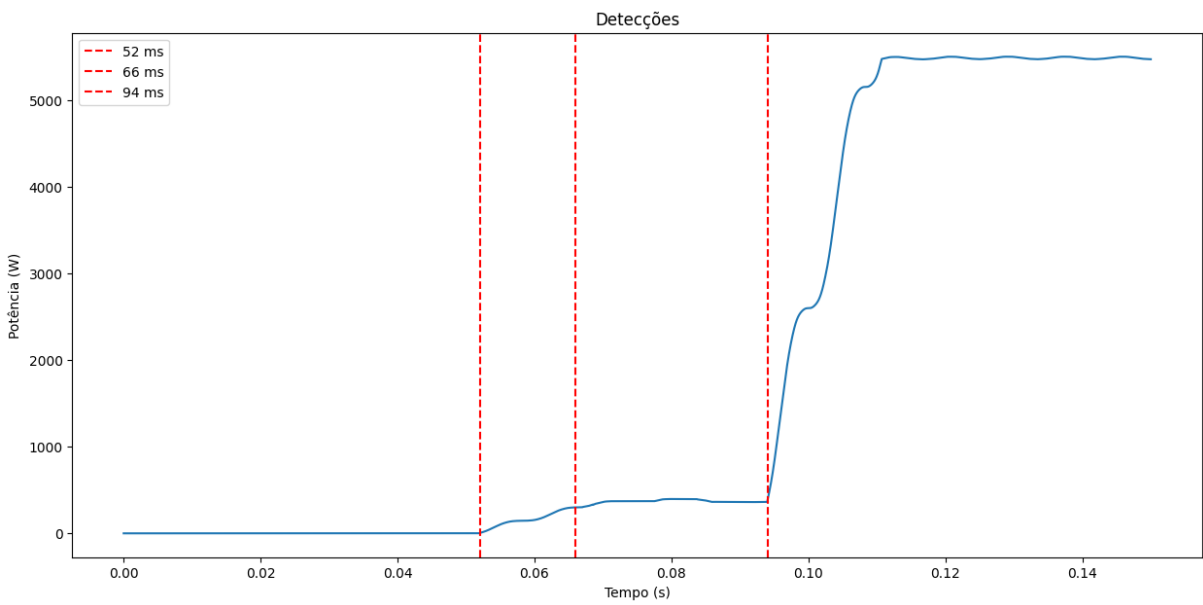


Figura 2.31: Circuito 5 resultado do algoritmo do Espectrograma 2.5.2.

Capítulo 3

Conclusões

3.1 Discussão sobre os resultados

De forma geral os resultados foram satisfatórios, em especial para o algoritmo usando o espectrograma, cujos resultados foram excelentes, acertando todos os valores dos eventos com alta precisão, exceto para um evento no circuito 2 2.8.

Tendo em vista as restrições deste trabalho, o algoritmo de detecção pelo aumento súbito da velocidade de médias deslizantes na Seção 2.5.1 não apresentou resultados satisfatórios na sua implementação *bruta*, isto é, apenas verificando quando a média rápida ultrapassa a média lenta do produto da tensão pela corrente $V \times I$. Ao implementá-lo, existem vários momentos em que a média rápida cruza a média lenta devido ao deslocamento diferente da fase do sinal para cada média, gerando os sinais de "Pulse Width Modulation (PWM)" observados nas Figuras 2.21, 2.22, 2.23, 2.24, 2.25.

Outros valores de médias foram usados e uma tentativa de gerar um filtro passa-faixas também. Porém todas elas sem sucesso. No entanto, após a realização do algoritmo com espectrograma, uma possível ideia seria de verificar as frequências mais relevantes em alterações de acionamento de cargas e implementar um filtro passa-faixas deslizante com o algoritmo de SMA.

Observando a Tabela 2.1 verifica-se que dos 5 circuitos testados o algoritmo de SMA **errou**, na totalidade de cada evento, a identificação precisa dos momentos de acionamento das cargas em todos eles. Em alguns casos houveram eventos detectados que não eram eventos e em outros casos nenhum evento foi detectado no período esperado, mesmo existindo um evento. Contudo pode-se utilizar a técnica de verificação de "PWM" para constatar que existe algum transitório acontecendo quando o tamanho do pulso em que a média rápida é superior à média lenta se altera em relação ao passado.

Para o algoritmo utilizando o espectrograma, os resultados foram excelentes, acertando todos os eventos nos circuitos, exceto pelo circuito 2. Mesmo em circuitos possuindo eventos com apenas 1ms de diferença (Figura 2.9) ou circuitos com potências muito discrepantes (Figuras 2.7 e 2.11) o algoritmo identificou com precisão os momentos exatos (dentro da sua incerteza definida pela escolha da janela de tempo da resolução).

Porém, apesar do ótimo resultado, o domínio de testes do algoritmo foi extremamente limitado e a hipótese que define o bom funcionamento desse algoritmo pode não ser verdade, gerando um erro na detecção, como demonstra o Circuito 2 na Figura 2.13, pois esse é o único circuito que não apresenta *inrush* de corrente devido a ausência de capacitor e baixa potência. Além disso, outros efeitos foram ignorados, como um *Signal to Noise Ratio (SNR)* infinito, o uso do Pspice que é um simulador linear por partes convergindo apenas em alguns casos e a exclusão dos efeitos de faiscamento no acionamento de cargas.

Concluindo, é possível a identificação de eventos de acionamento de cargas com os algoritmos usados até certo ponto. No entanto, nem todos os eventos citados na Figura 2.4 seriam identificados com precisão, especialmente os eventos (e) e (f), os quais não seriam tratados como um único evento, mas sim uma sequência de vários eventos seguidos. Portanto, uma solução discutida a seguir poderia ser a de implementar os algoritmos em conjunto buscando extrair as qualidades de cada um deles.

3.2 Próximos passos

Devido as grandes limitações durante as simulações, o ideal seria implementar um sistema de aquisição em 1MHz e obter dados controlados para validação e definir melhores valores dos hiperparâmetros dos algoritmos como *overlap*, tipo de filtro aplicado e tamanho das janelas. Com dados reais e sabendo suas características de antemão, pode-se ratificar a validade ou não dos algoritmos.

Um próximo passo mais simples, seria verificar a robustez do algoritmo com SNRs menores e outros tipos de circuitos mais complexos com diferentes tipos de cargas mais comuns em residências e mais bem modeladas. Basicamente, deve-se verificar melhor as limitações dos algoritmos com um domínio de testes mais amplo e variado se aproximando cada vez mais da realidade. Além disso, seria interessante combinar a robustez do SMA em manter um valor suave indicando consumo de potência e a facilidade de identificação de tempo de transitório com as detecções bruscas do espectrograma para extrair mais informações sobre os eventos, podendo até identificar eventos como o (e) da Figura 2.4.

Uma outra aplicação do algoritmo de espectrograma é, depois de identificado os padrões de quais frequências são mais importantes em aplicações reais no acionamento e desligamento de cargas, verificar os picos de corrente que utilizam de outras frequências como anomalias que podem tanto vir da rede elétrica quanto de alguma falha nos circuitos da casa e/ou equipamentos.

Posteriormente, combinar as ideias de verificação da frequência no tempo e manter um histórico de frequências antes do evento, ou seja, para cada novo evento detectado, guardar o histórico de frequências entre o último evento detectado e o novo evento para comparar com as próximas frequências, além de ser importante para os próximos algoritmos de classificação, tal método pode simplificar a checagem de novas frequências devido à eventos relacionados tanto às cargas quanto à rede elétrica. Basicamente, usar uma **máscara de frequência** para verificar o surgimento e desaparecimento de frequências assim como suas intensidades.

Além disso, é interessante aplicar simplificações nos algoritmos para deixá-los mais rápidos e eficientes como a simplificação recursiva comentada na Equação 2.8 e, após validação das faixas de frequência de interesse no algoritmo do espectrograma, realizar o espectrograma

apenas nessas faixas não tendo que realizar o cálculo completo. Após as simplificações, verificar a viabilidade de cálculo em tempo real para aplicações embarcadas de baixo custo.

Por fim, posterior à realização dos testes com dados reais, pode-se pensar em usar inteligência artificial ou apenas um *grid search* simples para identificação dos melhores hiperparâmetros que, durante esse trabalho foram escolhidos baseados em *aprioris* dos circuitos e conhecimento prévio de elementos residenciais. No entanto, podem existir valores mais precisos que poderiam simplificar os *thresholds* escolhidos durante os experimentos.

Referências bibliográficas

FAUSTINE, A.; PEREIRA, L.; KLEMENJAK, C. Adaptive Weighted Recurrence Graphs for Appliance Recognition in Non-Intrusive Load Monitoring. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 12, n. 1, p. 398–406, 2021. DOI: 10.1109/TSG.2020.3010621.

GHOSH, S.; CHATTERJEE, D. Artificial Bee Colony Optimization Based Non-Intrusive Appliances Load Monitoring Technique in a Smart Home. **IEEE Transactions on Consumer Electronics**, v. 67, n. 1, p. 77–86, 2021. DOI: 10.1109/TCE.2021.3051164.

HART, G. Nonintrusive appliance load monitoring. **Proceedings of the IEEE**, v. 80, n. 12, p. 1870–1891, 1992. DOI: 10.1109/5.192069.

SOUZA, W. A. **Desagregação não intrusiva de cargas residenciais utilizando inteligência computacional**. [S.l.], jul. 2019.

SOUZA, W. A. **Estudo de Técnicas de Análise e Tecnologias para o Desenvolvimento de Medidores Inteligentes de Energia Residenciais**. 2016. PhD Thesis – FEEC/UNICAMP.

TREW, R. High-frequency solid-state electronic devices. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 52, n. 5, p. 638–649, 2005. DOI: 10.1109/TED.2005.845862.

WELIKALA, S. et al. Incorporating Appliance Usage Patterns for Non-Intrusive Load Monitoring and Load Forecasting. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 1, p. 448–461, 2019. DOI: 10.1109/TSG.2017.2743760.

ZHOU, X. et al. Non-Intrusive Load Monitoring Using a CNN-LSTM-RF Model Considering Label Correlation and Class-Imbalance. **IEEE Access**, v. 9, p. 84306–84315, 2021. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3087696.

Apêndice A

Circuitos não LIT

Para um sistema ser considerado LIT, é necessário que a relação entre a entrada $x(t)$ e a saída $y(t)$ respeitem as seguintes equações:

- **Linearidade:** Se $y(t) = a$ para $x_1(t)$ e $y(t) = b$ para $x_2(t)$, então para $x(t) = \alpha x_1(t) + \beta x_2(t)$, $y(t) = \alpha a + \beta b$;
- **Invariância temporal:** Se para $x(t) = f(t)$, $y(t) = g(t)$, então para $x(t - \tau) = f(t - \tau)$, $y(t - \tau) = g(t - \tau)$.

Para diodos por exemplo a linearidade já não é mais válida se considerarmos seu modelo exponencial (Shockley model), teríamos que:

$$I_D = I_S(e^{\frac{qV_D}{nkT}} - 1) \quad (\text{A.1})$$

Para duas tensões diferentes que definem duas correntes pelo diodo diferentes, se somarmos a tensão e aplicar sobre o diodo, a corrente não será igual à soma das correntes de cada tensão aplicada individualmente:

$$I_{D,1} = I_S(e^{\frac{qV_{D,1}}{nkT}} - 1) \quad (\text{A.2})$$

$$I_{D,2} = I_S(e^{\frac{qV_{D,2}}{nkT}} - 1) \quad (\text{A.3})$$

$$I_{D,1} + I_{D,2} = I_S(e^{\frac{qV_{D,1}}{nkT}} + e^{\frac{qV_{D,2}}{nkT}} - 2) \neq I_S(e^{\frac{q(V_{D,1}+V_{D,2})}{nkT}} - 1) \quad (\text{A.4})$$